radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

- 4 Seiten Reparaturpraxis
- Magnetomechanische Filter
- Servicebauanleitung: Ein klirrarmer RC-Generator mit Transistoren
- Bauanleitung für eine elektronische Belichtungsuhr

19 | OKTOBER 1965

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

PREIS 2,00 MDN

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

A 5733 D

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 578

Die Struktur der elektronischen Industrie in den USA 579

Dipl.-Ing. H. Fränkel
Magnetomechanische Filter, Teil 1 580

K. Walther und M. O. Wendt
Elektrische Eigenschaften von Dünnschichttransistoren Teil 2 und Schluß 583

Neues aus der sowjetischen Elektronik: Ein transistorisierter kommerzieller Empfänger mit kontaktlosen Verbindungen zwischen den Baugruppen 587

G. Helwig
TAG, ein neuer Typ der Tantal-Festelektrolytkondensatoren 590

Labor- und Berechnungsunterlagen
Anwendung der Matrizenrechnung auf Vierpole (2) 591

Aus der Reparaturpraxis 595

Neue sowjetische Halbleiterbauelemente 599

W. Gläser
Kühlkörper für Halbleiterbauelemente großer Verlustleistung 601

Dipl.-Ing. W. Schütze
Service-Bauanleitung
Ein klirrarmer RC-Generator mit Transistoren 602

Bauanleitung
Elektronische Belichtungsuhr 604

Fachbücher 605

OBSAH

Oznámeni a zprávy 578

Struktura elektronického průmyslu ve Spojených státech 579

Dipl.-Ing. H. Fränkel
Elektromechanické filtry, díl prvý 580

K. Walther a M. O. Wendt
Elektrické vlastnosti tranzistorů s tenkými vrstvami, díl druhý a závěr 583

Novinky ze sovětské elektroniky
Tranzistorizovaný komerční přijímač s bezkontaktním spojením jednotlivých stavebních dílů 587

G. Helwig
TAG – nový typ tantalových kondenzátorů s pevným elektrolytem 590

Laboratorní a výpočtové podklady
Aplikace maticového počtu na čtyřpóly (2) 591

Z opravářské praxe 595

Nové sovětské polovodičové stavební prvky 599

W. Gläser
Chladici tělesa pro polovodičové stavebni prvky velkých ztrátových výkonu 601

Dipl.-Ing. W. Schütze
Stavební návod:
servisový RC-generátor s malým zkreslením 602

Stavební návod elektronického časového spínače pro fotografii 604

Odborné knihy 605

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 578

Структура электронной промышленности в США 579

Диплом-инж. Г. Френкель
Электромеханические фильтры, ч. 1-я 580

К. Вальтер и М. О. Вендт
Электрические свойства тонкопленочных транзисторов, ч. 2-я и окончание 583

Новое в советской электронике
Транзисторный приемник магистральной связи с бесконтактным соединением блоков 587

Г. Хельвиг
TAG — новый тип танталовых конденсаторов с твердым электролитом 590

Лабораторные и расчетные материалы
Использование матричного исчисления в теории четырехполюсников (2) 591

Из работы ремонтных мастерских 595

Новые советские полупроводниковые приборы 599

В. Глезер
Радиаторы мощных полупроводниковых приборов 601

Диплом-инж. В. Шюце
Самодельный прибор для ремонта: RC генератор с малым нелинейным искажением 602

Самодельный электронный фотоэкспонометр 604

Новые книги 605

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14
Telefon 42 00 19, Fernverkehr 42 33 91, Fernschr.: 011 441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin
radio und fernsehen
Verantw. Redakt.: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, 102 Berlin, Rosenthaler Straße 28/31, und alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,00 MDN

Redaktionsausschuß:
Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P.O.B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P.P.K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
S.R. Rumänien: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Palatul Administrativ C.F.R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P.O.B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 578

The Structure of the Electronics Industry in the USA 579

Dipl.-Ing. H. Fränkel
Magnetomechanical Filters (Part 1) 580

K. Walther and M. O. Wendt
Electric Properties of Thin-Film Transistors (Part 2 and Conclusion) 583

Soviet Electronics News: A Transistorized Commercial Receiver with Contact-Free Connections between the Units 587

G. Helwig
TAG, a New Type of Tantalum Solid Electrolytic Capacitors 590

Laboratory and Calculation Data Matric Calculus Applied to Four-Terminal Networks (2) 591

Repair Practice 595

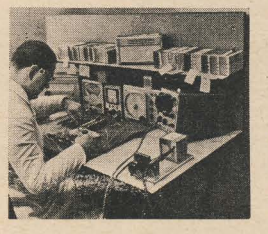
New Soviet Semiconductor Components 599

W. Gläser
Cooling System for Semiconductor Components of High-Power Dissipation 601

Dipl.-Ing. W. Schütze
Instruction for Workshop Construction: A Low-Distortion R.C. Generator with Transistors 602

Instruction for the Home Construction of an Electronic Exposure Timer 604

Technical Books 605



Titelbild:

In diesem Heft beginnen wir mit dem Abdruck einer neuen Fortsetzungsreihe, die sich mit der Reparatur speziell von Transistorgeräten befaßt.

Foto: H. Blunck

Die KW-Ausbreitung im Aug. 1965 und Vorschau für Nov. 1965

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

KW-Ausbreitung im August 1965

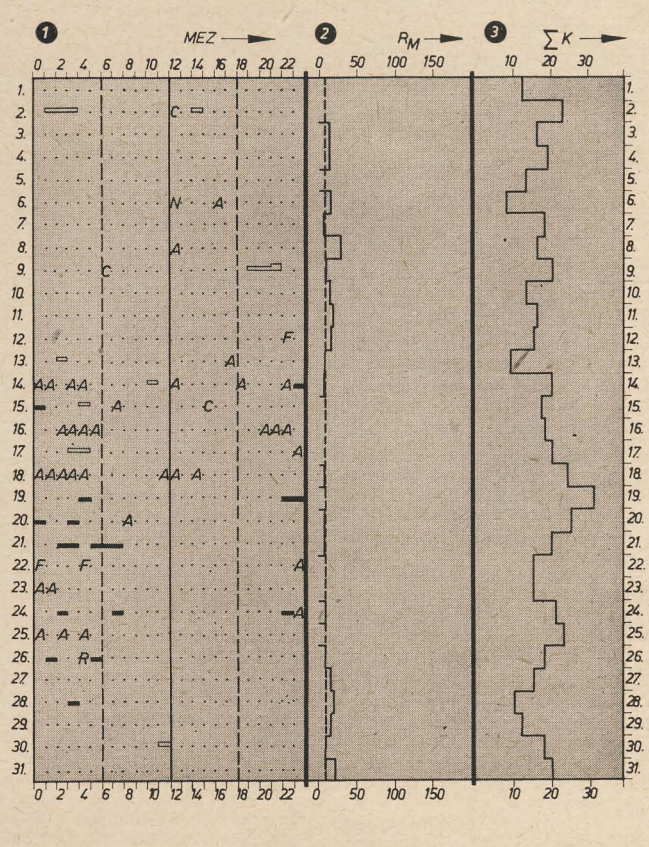
❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

△f/f
+ 41% und darüber
+ 31 ··· + 40%
+ 21 ··· + 30%
+ 20 ··· − 20%
− 21 ··· − 30%
− 31 ··· − 40%
− 41% und weniger
Mögel-Dellinger-Effekt

A = Abdeckung
C = Gerätestörung
F = Streuung
S = atmosphärische Störungen oder Fadings
N = Messung nicht interpretierbar
G = Ionisationsdichte der Schicht für brauchbare Messung zu gering
R = selektive Dämpfung

❷ gemessene Sonnenflecken-relativzahlen (R_M)

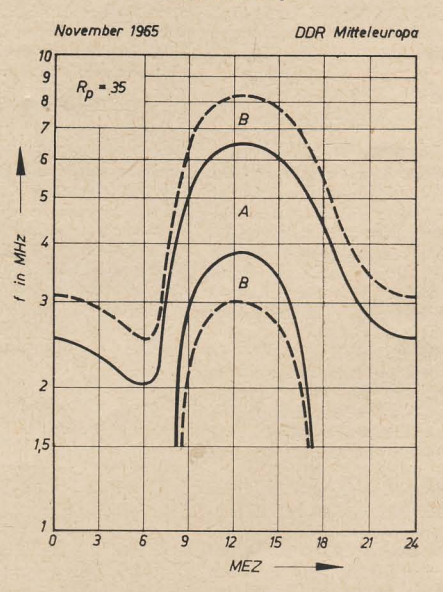
❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern ▶

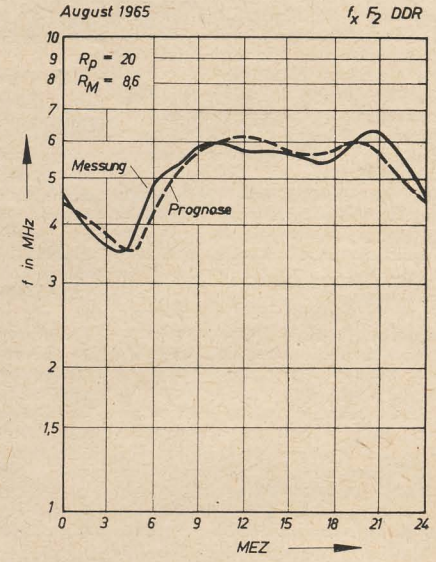


Vorschau für November 1965

Sendeleistung: 100 W
Mindestfeldstärke: 10 μV/m
Entfernung: 0···600 km
A = sicherer Verkehr
B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen ▼

Frequenzberatung — *Gegenüberstellung Prognose/Messung*





Im nächsten Heft finden Sie unter anderem . . .

Stand und Entwicklungstendenzen moderner Bildröhren für Heimempfänger ●

Ein transistorisierter Magnettonentzerrer, Teil 1 ●

Bauanleitung: Eine Wechselsprechanlage für den Heimgebrauch ●

Bauanleitung für einen Serviceoszillografen, Teil 1 ●

Anzeige hochfrequenter Stereosendungen ●

Bericht von der Leipziger Herbstmesse ●

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Ein neuer Fernsehkanalumsetzer** wurde am 10. 9. 1965 in Oberbrobritzsch (Bezirk Karl-Marx-Stadt) in Betrieb genommen. Sendefrequenz: Kanal 11; Polarisation der Sendeantenne: vertikal.

▼ **Eine neue Fernsehumlenkanlage** wurde am 9. 9. 1965 in Steigerthal (Bezirk Erfurt) in Betrieb genommen. Sendefrequenz: Kanal 6; Polarisation der Sendeantenne: vertikal.

▼ **In der ČSSR** werden gemäß § 40 des neuen BGB folgende **Garantiedauern bei Reparaturen,** die eine Summe von 25 Kčs (etwa 8,– MDN) überschreiten, gewährt: ein Monat bei TV-Empfängern, 6 Wochen bei AM/FM-Empfängern, 2 Monate bei AM-Empfängern, Verstärkern, Tonbandgeräten, Diktiergeräten und Stereowiedergabegeräten.

▼ **Ein zentrales Funkhaus,** in dem der polnische Rundfunk und das polnische Fernsehen untergebracht werden sollen, entsteht in Warschau. Das Gesamtvolumen aller Gebäude soll 364 000 m³ betragen. Der Rundfunk wird zehn und das Fernsehen fünf Studios erhalten.

Patienten durch Fernsehanlage beobachtet

In der chirurgischen Klinik des Bezirkskrankenhauses Dresden-Friedrichstadt wurde eine Überwachungseinheit für Patienten entwickelt, die neben Geräten für die Messung und Registrierung der Körpertemperatur, der Herzfrequenz und des Elektrokardiogramms auch eine Fernsehbeobachtungsanlage enthält.

Bei der Planung und Projektierung der Fernsehbeobachtungsanlage waren folgende Forderungen zu berücksichtigen: einfache Bedienung und Wartung, Betriebsmöglichkeit sowohl im hellen als auch im dunklen Raum, Funktionssicherheit und Geräuscharmut bei Dauerbetrieb, kleine Geräteausmaße, leichte Ortsveränderlichkeit und die Möglichkeit der einseitigen Informationsübertragung vom Patienten zum Stationszimmer. Als Fernbeobachtungsanlage dient das Gerät FBA 1 vom VEB Meßelektronik Berlin. Der als Tischbetrachtungsgerät ausgeführte Fernbildschreiber FB 1 mit 80×110-mm-Bildschirm steht im Zimmer des diensthabenden Arztes. Der kommerzielle Fernsehempfänger mit 53-cm-Bildröhre vom VEB Rafena Werke Radeberg wurde mit einem abwaschbaren Gehäuse versehen und zentral im Stationszimmer aufgestellt. Von hier aus werden durch Fernregler sowohl Lautstärke, Helligkeit und Kontrast am Fernsehempfänger, als auch Strahlstrom, Strahlschärfe und Signalplattenspannung an der Kamera betätigt. Da der HF-Modulator eine Bildträgerfrequenz von 48,25 MHz erzeugt, wurde der Kanal 2 im Trommelkanalwähler des Empfängers mit den dazugehörigen Abstimmelementen versehen. Sein NF-Kanal wurde für eine einseitige Geräusch- und Tonübertragung vom Patienten zum Stationszimmer genutzt. Das dynamische Reportermikrofon DRM 62 vom VEB Gerätewerk Leipzig mit seiner hohen Empfindlichkeit und einer entsprechenden Richtcharakteristik ermöglicht eine ständige Übertragung der Atemgeräusche u. a. von tracheotomierten Patienten. Mit den Atemgeräuschen kann die Schlagfrequenz des Herzens akustisch in das Stationszimmer übertragen werden.

Im Krankenzimmer wurden bis zu drei Patienten gleichzeitig mit einer Kamera beobachtet. Die Beobachtung des Fernsehbildes und die akustische Wahrnehmung der Atemgeräusche und des Herzschlages erfolgen im Stationszimmer, ohne daß sich die Schwester ausschließlich dieser Aufgabe widmen muß.

Die Lage der Datenverarbeitungsmaschinen in den USA

Der Vorsitzende der Radio Corporation of America führte in einem Vortrag, den er in San Francisco vor Ingenieuren und Wissenschaftlern über Computer hielt, folgendes aus. Die Industrie habe bis jetzt 17 000 Universal-Computer fertiggestellt; monatlich kämen 500 dazu. Auf einer Ausstellung im Herbst 1964 seien von 86 Firmen datenverarbeitende Maschinen im Gesamtwert von 20 Mio. Dollar gezeigt worden: vom kleinen Tischapparat bis zu solchen in Größen von 1500 m³. Es mangele an der Zusammenarbeit der Hersteller; jeder entwickle sein eigenes Gerätesystem. Mehr als 1000 Programmiersprachen, die sich wieder in verschiedene „Dialekte" aufgliederten, kämen heute zur Anwendung. Es fehle ein Computerwörterbuch; dasselbe Wort habe in der Fachsprache ganz verschiedene Bedeutung, je nachdem, wo der Betreffende, der es anwendet, ausgebildet worden sei. Natürlich gehe auch die Zahl der Patente in die Tausende. Das alles seien deutliche Zeichen dafür, daß Computer heute noch im Entwicklungsstadium stehen.

Elektronik und die alten Menschen

Obwohl heute außer Herzleiden noch einige andere Krankheiten mit der Elektronik behandelt werden, gibt es doch noch viele Krankheitserscheinungen, die elektronisch behandelt und möglicherweise geheilt werden könnten. In ihrem Juniheft dieses Jahres beschäftigt sich die Zeitschrift „Radio Electronics" mit diesem Thema.

Bei alten Menschen über 80, 85 und 90 Jahren stellen sich z. B. häufig Gehbeschwerden ein. Oft versagen die Beine völlig, so daß ein normales Gehen nicht mehr möglich ist. Hier könnte die Elektronik von großem Nutzen sein.

In den Beinen unterscheidet man zwei Muskelarten, Beuge- und Streckmuskeln. Oft haben sich im Alter die Nerven abgenutzt, und obwohl die Beine den Körper noch durchaus tragen können, arbeiten die Nerven nicht mehr, und die Muskeln brauchen eine unmittelbare Anregung. Zum Glück besitzt jeder Muskel einen „motorischen Punkt" in der darüberliegenden Haut.

Die Muskeln könnten durch Elektroden angeregt werden, und zwar wird die eine auf den Beugemuskeln des Oberschenkels für die Vorwärtsbewegung und die andere auf den Streckmuskeln der Schenkelrückseite angebracht. Ein weiteres Elektrodenpaar wäre auf dem Unterbein anzubringen. Die Elektroden könnten auf der Innenseite einer ärmelähnlichen Vorrichtung um jeden Oberschenkel und jede Wade befestigt werden, und zwar auf der Innenseite des Ärmels. Als Herstellungsmaterial käme biegsamer Maschendraht oder Gaze in Betracht. Jede Elektrode wäre an die transistorisierte Stromversorgung anzuschließen. Der Impulswechsel würde in dieser Stromversorgung stattfinden und vom Benutzer und einem Regelwiderstand gesteuert. Die Stromversorgung könnte in der Hosen- oder Rocktasche getragen werden. Beuge- und Streckmuskeln würden wie beim normalen Gehen angeregt.

Das Transistorgerät müßte so konstruiert sein, daß es einen sinusförmigen oder einen anderen für die Muskelanregung geeigneten Strom abgibt. Diese Anregung müßte periodisch erfolgen, die Muskeln müßten also beim Gehen angeregt werden, während in der Ruhestellung die transistorisierte Stromversorgung abgeschaltet werden könnte. Dazu wird nun eine komplexere Stromversorgung benötigt, die eine Reihe von allmählich stärker werdenden Impulsen sendet (etwa 40 in der Sekunde), bis der Punkt einer völligen Muskelzusammenziehung erreicht ist, dann in dem Maße abnimmt, wie der Muskel erschlafft. Mit anderen Worten, jeder Schritt würde die Anwendung und Verstärkung von Strom erfordern. Sobald erst einmal eine Gewöhnung an das Gerät stattgefunden hat, könnte mit der Zeit auch normales Gehen möglich sein. Allerdings wären für diese Anwendung noch viele Probleme zu lösen, so etwa die richtige Dosierung, welche Stromart verwendet werden soll, welche Stärke usw.

WF 20 Jahre im Dienste der Elektronik

Am 1. Oktober 1965 begeht der VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin, sein 20jähriges Bestehen. Der Betrieb wurde als Wissenschaftlich-Technisches Büro mit der Bezeichnung „Labor-Konstruktions-Versuchswerk Oberspree" gegründet und später in „Oberspreewerk" (OSW) und dann in „Werk für Fernmeldewesen" umbenannt. Am 1. Mai 1952 wurde das Werk als Betrieb einer Sowjetischen Aktiengesellschaft in Volkseigentum übergeben und erhielt die heutige Bezeichnung. In der Zeit von 1950 bis 1960 hat sich der VEB Werk für Fernsehelektronik zu einem der bedeutendsten Werke der elektronischen Industrie der DDR entwickelt.

Die Arbeit wurde mit 15 Arbeitern und Angestellten einige Monate nach Ende des 2. Weltkrieges aufgenommen. Heute beschäftigt das Werk nahezu 6000 Menschen.

Der Betrieb erhielt bis 1960 zahlreiche neue Aufgabenstellungen, so daß sein Programm in dieser Zeit außerordentlich vielseitig war und, neben Elektronenröhren als Schwerpunkt, Meßgeräte, Bauelemente, Sender, Fernschreiber, Telefoniegeräte und anderes mehr enthielt.

Die großen Möglichkeiten des Werkes brachten es damals mit sich, daß im WF 1953 der erste Fernsehsender der DDR entwickelt und gebaut wurde.

Im Werk wurde damals praktisch alles entwickelt und gebaut, was mit Elektronik zusammenhängt. Im Jahre 1951 war WF der erste Röhrenbetrieb, der nach dem 2. Weltkrieg in Gesamtdeutschland mit der Großserienproduktion von Bildröhren begann.

Nach Ausgliederung der Geräteentwicklung und -fertigung im Jahre 1960 besteht der VEB Werk für Fernsehelektronik als Röhrenwerk und untersteht der VVB RFT Bauelemente und Vakuumtechnik.

Das heutige Produktionsprogramm umfaßt folgende Erzeugnisse:

Empfängerröhren
Spezialempfängerröhren
Bildaufnahmeröhren
Bildwiedergaberöhren
Höchstfrequenzröhren
Senderöhren
Gasentladungsröhren
Halbleiterdioden
Schwingquarze
Elektronenmikroskope

Mit diesem umfangreichen Sortiment besitzt der Betrieb eine große Verantwortung für die weitere Entwicklung der Elektronik, zumal er nicht nur ein großer Produktionsbetrieb ist, sondern auch ein bedeutendes Forschungs- und Entwicklungszentrum darstellt.

Die WF-Erzeugnisse werden in allen Zweigen des Rundfunks und Fernsehens, der Nachrichtentechnik, der Funkortung, der Meß-, Steuerungs- und Regelungstechnik und damit für die Automatisierung eingesetzt.

Als einziges Bildröhrenwerk der DDR hat es auch entscheidenden Anteil an der kulturellen Entwicklung unserer Republik, wenn man in Betracht zieht, daß bei uns etwa jeder 3. Haushalt einen Fernsehempfänger besitzt und die Röhren für Sender und Empfänger aus dem VEB Werk für Fernsehelektronik stammen.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

14. JAHRGANG · 1. OKTOBERHEFT 19 1965

Die Struktur der elektronischen Industrie in den USA

Die bekannte amerikanische Fachzeitschrift „Electronics World" hat im Heft 4 dieses Jahres einen Artikel über die Struktur und die Lage der elektronischen Industrie in den USA veröffentlicht [1], der uns recht interessant und aufschlußreich scheint. Das Hauptergebnis wurde in einer Tabelle zusammengefaßt, die wir unwesentlich verändert in Tabelle 1 wiedergeben. Die Zeitschrift bezeichnet ihre Zahlenangaben als Schätzungen und stützt sich dabei auf Unterlagen des Unternehmerverbandes der elektronischen Industrie (Electronic Industries Association), auf Regierungsquellen und auf Angaben einiger Firmen. Es ist offensichtlich, daß es sich bei den Zahlen für die Jahre 1965 und 1966 wirklich um reine Schätzungen handelt, die auf Beobachtungen des bisher aufgetretenen Trends und der Auftragslage bei den Firmen beruhen dürften. Den Zahlen der Jahre 1962···1964 kommt naturgemäß größeres Gewicht zu, obwohl die Zeitschrift auch sie vorsichtig als Schätzungen bezeichnet.

Der bisher aufgetretene und für die nahe Zukunft erwartete Trend ist ohne Zweifel auch für unsere Marktanalysen interessant, ohne daß wir behaupten wollen, daß sich die Marktentwicklung in der DDR in gleicher Weise wie in den USA vollziehen wird. Immerhin ist beachtlich, daß man bereits für 1966 ein größeres Geschäft im Farbfernsehen als im Schwarzweißfernsehen erwartet, obwohl hier natürlich der Preisunterschied zwischen Farbfernseh- und Schwarzweißfernsehempfängern eine Rolle spielt. Interessant ist ferner, daß bereits seit 1963 das Autosupergeschäft größer ist als das aller anderen Arten von Rundfunkempfängern zusammengenommen. Angesichts dieser 1963 offensichtlich bereits eingetretenen Tatsache wird der angeblich so geringe Bedarf in der DDR an Autosupern noch unverständlicher. Wir können uns noch weniger als bisher des Eindrucks erwehren, daß unsere Handelsorgane den tatsächlichen Bedarf nicht richtig erfaßt haben.

Interessant und bedeutungsvoll ist ferner die Strukturveränderung innerhalb des Gebiets kommerzielle Elektronik, die aus Tabelle 1 nicht hervorgeht, uns aber aus anderer Quelle bekannt ist [2]: Von 1961 bis 1963 stieg der Umsatz an Datenverarbeitungsanlagen um 63%, an Steuer- und Regelgeräten um 87% und an Geräten der Medizinelektronik um 215%! Man kann feststellen, daß dieser Trend bei uns rechtzeitig erkannt wurde; er bestätigt noch einmal die Richtigkeit unserer Beschlüsse in dieser Hinsicht, z. B. die Umstellung des VEB Rafena Werke auf Datenverarbeitungsmaschinen und die völlige Ausnutzung der Kapazität des VEB MGW Zwönitz für medizinelektronische Geräte und die damit verbundene Abgabe der Heimtonbandgeräteproduktion.

Von Interesse ganz anderer Art ist der große Anteil der Staatsaufträge an der gesamten Warenproduktion der elektronischen Industrie der USA, der in Tabelle 1 implizit enthalten ist, den wir aber in Tabelle 2 noch einmal deutlich herausgearbeitet haben. Aber die Analyse kann noch weiter geführt werden. Zum ersten Mal ist nämlich der Anteil der reinen Rüstungsaufträge angegeben worden; wir stellen ihn in Tabelle 3 explizit dar. Nach Angaben der „Electronic World" hat bereits das leichte Zurückgehen der Rüstungsaufträge 1964, das die Zeitschrift u. a. mit dem Abschluß des Abkommens über die begrenzte Einstellung der Atombombenversuche zwischen der Sowjetunion, England und den USA 1963 in Verbindung bringt, zu gewissen Schwierigkeiten auf dem Arbeitsmarkt der amerikanischen elektronischen Industrie geführt. Die Zeitschrift spricht von 20 000 entlassenen Ingenieuren und Wissenschaftlern und stellt fest, daß die Anzahl der Neueinstellungen an wissenschaftlich-technischem Personal sowohl 1963 als auch 1964 um 11% zurückgegangen sei, was besonders die älteren Ingenieure relativ schwer getroffen hätte.

Tabelle 1: Geschätzte Warenproduktion der elektronischen Industrie der USA in Mio Dollars

Lfd. Nr.		1962	1963	1964	1965	1966
1	Schwarzweißfernsehen	926	926	968	840	750
2	Farbfernsehen	170	283	418	700	850
3	Rundfunkheim- und Koffergeräte	227	197	166	166	166
4	Autosuper	181	206	200	200	200
5	Plattenspieler, Tonbandgeräte, Platten, Tonbänder usw.	1111	1168	1169	1250	1320
6	Unterhaltungselektronik insgesamt	2615	2780	2921	3156	3286
7	Kommerzielle Elektronik	2710	3060	3400	3600	3900
8	Ersatzteile	620	590	620	630	650
	Regierungsaufträge					
9	NASA (Raumfahrt)	560	950	1310	1500	1650
10	Luftfahrt (Federal Aviation Agency)	160	150	125	135	145
11	Kriegsministerium	7360	7670	7924	7980	8000
12	Warenproduktion insgesamt	14025	15200	16300	17001	17631

Magnetomechanische Filter

Teil 1

Dipl.-Ing. H. FRÄNKEL

Mitteilung aus dem VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik „Carl von Ossietzky", Teltow

Ausgehend von den Forderungen der Nachrichtentechnik an Übertragungssysteme sollen im vorliegenden Beitrag der Vorteil, die Anwendung, die Wirkungsweise und der Aufbau magnetomechanischer Filter erläutert werden. Anschließend folgen die technischen Daten der im Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik „Carl von Ossietzky" gefertigten magnetomechanischen Filter.

Die Verwendung elektrischer Schwingkreise als Filter

Die Zusammenschaltung einer Spule mit einem Kondensator bezeichnet man als Schwingkreis. Dieser besitzt einen von der Frequenz abhängigen Widerstand. Beim Parallelschwingkreis (Bild 1) erreicht der absolute Betrag des Wechselstromwiderstandes bei der Resonanzfrequenz des Schwingkreises (f_0) seinen Höchstwert.

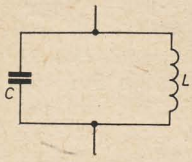


Bild 1: Darstellung eines konventionellen Parallelschwingkreises aus Kondensator und Spule

Wird der Parallelschwingkreis mit einem konstanten Wechselstrom gespeist, dann zeigt die an ihm gemessene Spannung $\mathfrak{U}$ (Bild 2) bei der Resonanzfrequenz ihren Höchstwert (Bild 3). Das Verhältnis dieser Höchstspannung $\mathfrak{U}_{max}$ zur kleinsten Spannung $\mathfrak{U}_{min}$ (bei f weit entfernt von f_0) bezeichnet man als Resonanzüberhöhung ϱ oder auch als Güte Q.

$$Q = \frac{\mathfrak{U}_{max}}{\mathfrak{U}_{min}} = \frac{\omega \cdot L}{R}$$

Die Güte ist abhängig von den Verlusten der Bauelemente eines Schwingkreises und wird zusätzlich durch die angeschlossenen Baugruppen stark beeinflußt. Schwingkreise können auf Grund ihres frequenzabhängigen Widerstandes zur Aussiebung einer bestimmten Frequenz aus einem Frequenzgemisch dienen. In diesem Fall arbeiten sie als Filter.

Die Aussiebung erfolgt entsprechend der Güte des Schwingkreises. Man spricht dann von guter oder schlechter Selektion (Bild 4).

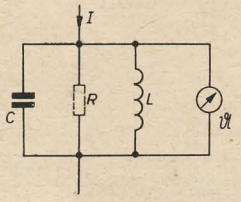


Bild 2: Messung der Spannungsüberhöhung an einem Parallelschwingkreis

In der Nachrichtentechnik ist es oft üblich, daß nicht nur eine Frequenz, sondern ein Frequenzband herausgesiebt werden muß. Alle weiter ober- oder unterhalb liegenden Frequenzen sind dann

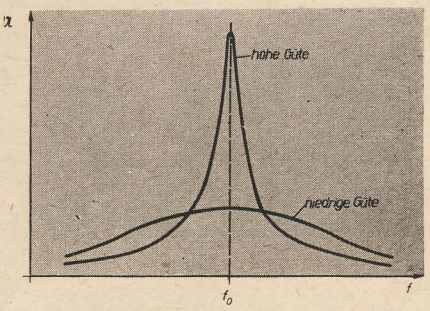


Bild 3: Spannungsverlauf bei hoher und niedriger Güte eines Schwingkreises

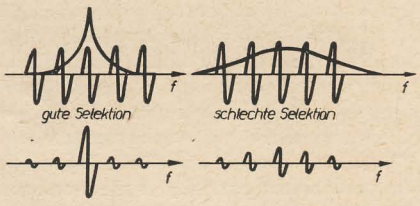


Bild 4: Selektion eines Schwingkreises

unerwünscht. Daraus ergeben sich folgende Forderungen:

1. Übertragung eines breiten Frequenzbandes ohne Beeinflussung der Amplituden der Frequenzen im Übertragungsbereich.

Wir glauben nicht, daß der Trend für die Jahre 1965 und 1966 in Tabelle 3 richtig wiedergegeben ist. Wir sind im Gegenteil davon überzeugt, daß auch die elektronische Industrie an dem allgemeinen Rüstungsboom Teil hat, der die gesamte Industrie der USA auf Grund der amerikanischen Aggression in Vietnam erfaßt hat. Wir haben bereits früher unsere Bedenken und unsere Sorgen um den Frieden der Welt angesichts des überaus starken Anteils der Rüstungsproduktion an der Gesamtproduktion der USA, insbesondere der amerikanischen elektronischen Industrie, ausgesprochen [3] [4]. Den Zustand, daß Arbeit, Verdienstmöglichkeiten und Profit der amerikanischen elektronischen Industrie zu etwa 50% von der Aufrüstung abhängen, können wir weder als normal noch als ungefährlich betrachten. Die jetzt bekannt gewordenen Fakten sind nicht dazu angetan, unsere Sorgen zu vermindern.

Schäffer

Tabelle 2: Anteil der Staatsaufträge (Zeilen 9, 10 und 11 von Tabelle 1) an der gesamten Warenproduktion der elektronischen Industrie der USA

Jahr	Warenproduktion insgesamt in Mio Dollar	davon Staatsaufträge in Mio Dollar	davon Staatsaufträge in Prozent der Warenproduktion insgesamt
1962	14025	8080	57,5%
1963	15200	8770	58,0%
1964	16300	9359	57,2%
1965	17001	9615	56,5%
1966	17631	9795	55,5%

Tabelle 3: Anteil der Rüstungsaufträge (Zeile 11 der Tabelle 1) an der gesamten Warenproduktion der elektronischen Industrie der USA

Jahr	Warenproduktion insgesamt in Mio Dollar	davon Rüstungsaufträge in Mio Dollar	davon Rüstungsaufträge in Prozent der Warenproduktion insgesamt
1962	14025	7360	52,3%
1963	15200	7670	50,2%
1964	16300	7924	48,5%
1965	17001	7980	47,0%
1966	17631	8000	45,5%

Literatur

[1] The Electronics Industry: Electronics World 73 (1965), H. 4, S. 25···28 und 81···85

[2] Markt-Informationen für Industrie und Außenhandel der DDR Nr. 2, 11. Januar 1965

[3] radio und fernsehen 7 (1958), H. 18, S. 550

[4] radio und fernsehen 12 (1963), H. 11, S. 331 und 332

2. Vollkommene Unterdrückung aller Frequenzen außerhalb des Übertragungsbereiches.

Als ideale Übertragungskurve ergibt sich eine Rechteckform nach Bild 5.
Diese Charakteristik zeigt unendlich

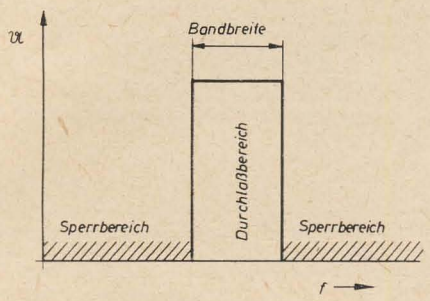


Bild 5: Ideale Übertragungskurve eines Filters

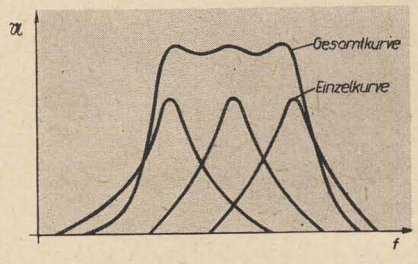


Bild 6: Entstehung einer aus Einzelkreisen gebildeten Gesamtdurchlaßkurve eines Verstimmungsfilters

steile Flanken und Linearität im Übertragungsbereich.
Eine Verbesserung der Flankensteilheit erreicht man durch Verwendung mehrerer Schwingkreise.
Man erhält dann Formen der Übertragungskurve nach Bild 6, indem man die Einzelkreise, die durch Verstärkerröhren voneinander getrennt sind, auf jeweils eine andere Resonanzfrequenz abstimmt; oder eine direkt gekoppelte Anordnung verwendet, die als Bandfilter bekannt ist.
Je besser die ideale Übertragungskurve nachgebildet werden soll, desto mehr und bessere Kreise (höhere Güte) benötigt man. Die Anordnung wird dabei naturgemäß einen immer größeren Raum einnehmen. Der Verwendung von konventionellen Bauelementen (Spulen und Kondensatoren) ist dabei wegen ihrer beschränkten Güte bald eine Grenze gesetzt.
Schwingquarze zeigen ein ähnliches Verhalten wie Schwingkreise, aber mit wesentlich höheren Güten. Sie sind jedoch teuer und in ihren Abmessungen relativ groß.
Die Entwicklung der magnetomechanischen Filter zeigt einen neuen Weg, durch den einerseits die Forderung nach Miniaturisierung berücksichtigt wird und andererseits neue Bauelemente höchster Selektion geschaffen werden.

Was sind magnetomechanische Filter?

Zu den Forderungen nach höherer Selektion kommt die Forderung nach hoher Temperaturkonstanz. Die Durchlaßcharakteristik des Filters darf nicht durch irgendwelche Einflüsse von den festgelegten Frequenzen abweichen.
Bei LC-Schwingkreisen konnten Güten bis 800 erst in den letzten Jahren durch die Einführung verbesserter Spulenkernwerkstoffe verwirklicht werden. In der Mechanik dagegen waren schwingfähige Gebilde mit extrem hohen Güten von 10 000 bis 20 000 seit langem bekannt. Ihre Anwendung in der Nachrichtentechnik scheiterte jedoch, da geeignete Wandler zur Umwandlung elektrischer Energie in mechanische, und umgekehrt, bei höheren Frequenzen fehlten.
Im Jahre 1880 entdeckten die Gebrüder *Curie*, daß gewisse Kristalle unter Einfluß eines elektrischen Feldes ihre Länge verändern. Diese unter dem Begriff Piezoelektrizität (piezoelektrischer Effekt) bekannte Erscheinung führte dann zur Entwicklung der Quarze und später zu ihrer Anwendung als Schwing- und Filterquarze, wie sie heute in einer großen Zahl von Varianten gebräuchlich sind.
Die Entwicklung piezoelektrischer Sinterwerkstoffe mit guten thermischen und zeitlichen Stabilitäten und entsprechend hoher Güte gestattete die Anwendung als mechanische Filter, die unter der Bezeichnung „piezoelektrische Filter" bekannt sind.
Etwa zur gleichen Zeit begann die Entwicklung von Ferriten mit magnetostriktivem Effekt. Das ist die Eigenschaft eines Körpers, seine Länge unter Einfluß eines Magnetfeldes zu verändern.
Damit waren die Voraussetzungen zum Einsatz von metallischen Schwingern mit ihren extremen Güteeigenschaften – der elektromagnetisch-mechanische Wandler für höhere Frequenzen – geschaffen.
Die magnetomechanischen Filter können jedoch keineswegs als Ersatz für die angeführten Filterarten angesehen werden,

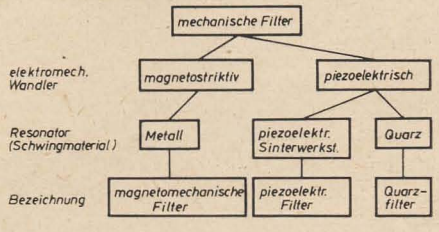


Bild 7: Einteilung der mechanischen Filter

sondern bilden eine wertvolle Ergänzung dieser Typen.
Die Wahl richtet sich immer nach den Anforderungen, die vom Einsatz her an die Filterarten gestellt werden.
Eine Übersicht über die Einteilung der mechanischen Filter gibt Bild 7.

Die Vorteile magnetomechanischer Filter

In ihrem Anwendungsbereich von z. Z. 150···600 kHz besitzen magnetomechanische Filter eine Reihe hervorragender Eigenschaften, wie

große Zuverlässigkeit
größte Lebensdauer
hohe Klimabeständigkeit
extreme elektrische Werte
Miniaturbauweise
einfache Montage

Zuverlässigkeit

Die einmal eingestellten Frequenzen der magnetomechanischen Filter sind nur von den mechanischen Abmessungen der Resonatoren abhängig. Da diese keine Veränderungen durch Abnutzung erfahren, ist die Stabilität unbegrenzt, und es treten keine Alterungserscheinungen auf. Aus diesem Grund ist auch eine durch die Schaltungskapazität bedingte Frequenzänderung wie z. B. bei LC-Kreisen unmöglich und ein Abgleich nach einer einmaligen Einstellung der Wandlerkreise nicht erforderlich. Eine Beeinflussung der Charakteristik durch Einstreuung ist unmöglich, da die Frequenzen durch die mechanischen Schwinger bestimmt werden.
Der Aufbau der Filter bedingt außerdem eine hohe Unempfindlichkeit gegen mechanische Beanspruchung wie Stoß oder Schütteln.

Lebensdauer

Ein weiterer wichtiger Vorteil magnetomechanischer Filter ist die nahezu unbegrenzte Lebensdauer. Diese ist gewährleistet, wenn die Betriebsbedingungen eingehalten werden. Es tritt keine Ermüdung des Materials ein. Die Befestigung der Resonatoren erfolgt an Stellen, an denen keine Schwingungen erfolgen, also im Schwingungsknoten.

Elektrische Werte

Wie bereits ausgeführt, versagen konventionelle Schwingkreise bei extremen Forderungen nach kleinen Bandbreiten oder hohen Flankensteilheiten wegen ihrer beschränkten Güten. Hinzu kommt, daß bei konventionellen Schwingkreisen und bei Quarzfiltern bei Anschluß an die Schaltung eine zusätzliche Bedämpfung auftritt, die eine Verringerung der Güte zur Folge hat. Daher muß im Leerlauf gearbeitet werden, was wiederum den Einsatz von Transistoren erschwert. Andererseits muß man auf eine optimale Übertragung der Signale verzichten oder den Verstärkungsverlust durch zusätzliche Maßnahmen ausgleichen. Dadurch wird die Schaltung noch aufwendiger.
Die extrem kleine Durchlaßdämpfung und kleine Welligkeit beim magnetomechanischen Filter werden garantiert, wenn der angegebene Abschlußwiderstand eingehalten wird. Ohne Beeinträchtigung der Güte bzw. der Selektionseigenschaften lassen sich niederohmige und hochohmige Abschlußwiderstände verwirklichen. Dies gewährleistet nicht nur die Anwendung in Transistorschaltungen, sondern auch die oft schwierige Kombination zwischen Röhren und Transistorstufen.

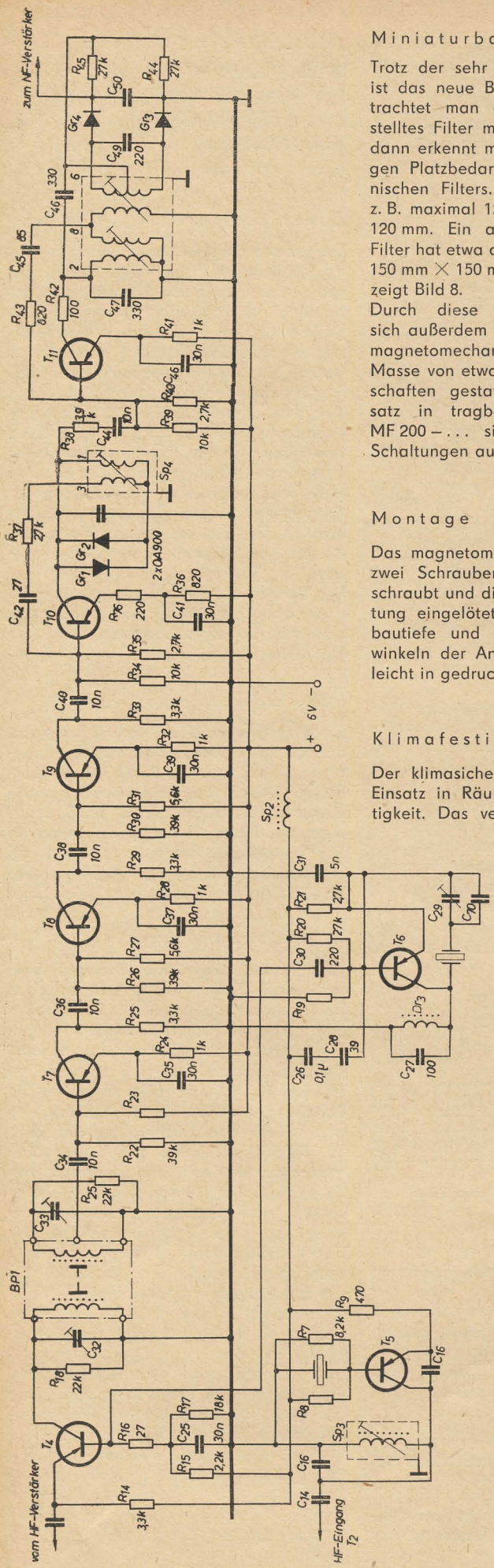


Bild 9: Zweite ZF-Stufe des UKW-Funksprechempfängers UFT 201 vom VEB FW Dresden mit magnetomechanischen Bandfiltern

Miniaturbauweise

Trotz der sehr guten elektrischen Werte ist das neue Bauelement sehr klein. Betrachtet man ein aus Quarzen hergestelltes Filter mit gleichen Eigenschaften, dann erkennt man den Vorteil des geringen Platzbedarfes eines magnetomechanischen Filters. Die Einbauhöhe beträgt z. B. maximal 12 mm bei einer Länge von 120 mm. Ein aus Quarzen aufgebautes Filter hat etwa die Abmessungen 30 mm × 150 mm × 150 mm. Den Größenvergleich zeigt Bild 8.

Durch diese Miniaturbauweise ergibt sich außerdem ein geringes Gewicht. Die magnetomechanischen Filter haben eine Masse von etwa 30···100 g. Diese Eigenschaften gestatten vor allem den Einsatz in tragbare Geräte. Die Typen MF 200 – ... sind direkt für gedruckte Schaltungen ausgelegt.

Montage

Das magnetomechanische Filter wird mit zwei Schrauben an das Chassis angeschraubt und die Anschlüsse in die Schaltung eingelötet. Durch die geringe Einbautiefe und bei entsprechendem Abwinkeln der Anschlußdrähte läßt es sich leicht in gedruckte Schaltungen einsetzen.

Klimafestigkeit

Der klimasichere Aufbau garantiert den Einsatz in Räumen mit hoher Luftfeuchtigkeit. Das verwendete Schwingermaterial sichert eine hohe Frequenzkonstanz innerhalb des angegebenen Temperaturbereiches.

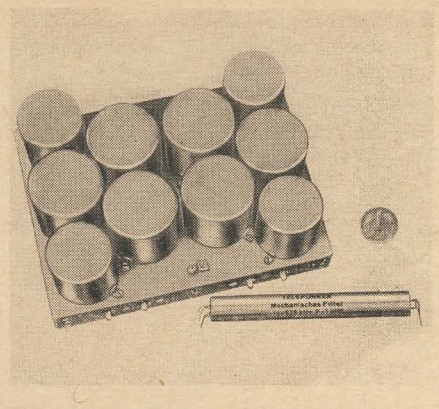


Bild 8: Größenvergleich zwischen einem magnetomechanischen Filter und einem Quarzfilter mit etwa gleichen Eigenschaften (nach Telefunken)

Anwendung der magnetomechanischen Filter

Der Einsatz der magnetomechanischen Filter erfolgt überall dort, wo sich die geforderte Selektion durch LC-Schaltungen überhaupt nicht und durch Quarzfilter nicht optimal realisieren läßt. Das ist zum Beispiel in Verstärkern der Fall, bei denen eine hohe Eingangsselektion gefordert wird. Die gesamte Selektion wird in der ersten Stufe wirksam, und alle nachfolgenden Verstärkerstufen können periodisch ausgelegt werden.

Wegen des kleinen Volumens und des geringen Gewichtes eignen sich magnetomechanische Filter besonders für handliche, tragbare Funksprechgeräte, wo ihre Anpassungsfähigkeit an die niederohmigen Transistoren ohne Einbuße ihrer Selektionseigenschaften erfolgt. Zur Erzielung optimaler Selektionseigenschaften ist es nur erforderlich, den vom Hersteller angegebenen Abschlußwiderstand und die geforderte Abschlußkapazität einzuhalten.

Magnetomechanische Filter können weiterhin zur Frequenzumsetzung benutzt werden.

Will man höhere Frequenzen erhalten, so wendet man das Prinzip der Frequenzvervielfachung an. Der Oszillator schwingt auf einer niedrigen Frequenz und kann dort leicht mit einfachen Mitteln stabil gehalten werden. Diese Schwingung wird an einer nichtlinearen Kennlinie künstlich verzerrt und die gewünschte Oberwelle mit einem Bandpaß herausgefiltert. Bei Sendern benutzt man eine im B- oder C-Betrieb geschaltete Röhe. Der aus Halbwellen oder kurzen Stromimpulsen bestehende Anodenstrom ist sehr oberwellenreich. Der Anodenkreis wird auf die gewünschte Frequenz abgestimmt. Eine besonders saubere Sinusform der vervielfachten Frequenz erhält man durch den Einsatz magnetomechanischer Filter.

Die sehr hohen Selektionseigenschaften der magnetomechanischen Filter werden

vor allem in der Einseitenbandtechnik wirkungsvoll angewendet. Die Realisierung der Einseitenbandtechnik für tragbare Geräte ist überhaupt erst durch die Anwendung magnetomechanischer Filter möglich geworden.
Bei der Übertragung kann ein hoher Prozentsatz Energie eingespart werden, und man benötigt nur eine kleine Bandbreite. Außerdem kann die doppelte Anzahl von Sendern untergebracht werden, wenn man nur ein Seitenband überträgt. Empfängerseitig müssen dann das Seitenband und der Träger wieder zugesetzt werden. Diese Technik stellt allerhöchste Anforderungen an die Filterbauelemente. Die hohen Selektionseigenschaften der magnetomechanischen Filter in Verbindung mit den anderen genannten Vorteilen sind dafür ideal.
Im folgenden soll die Anwendung der magnetomechanischen Filter anhand einiger Beispiele veranschaulicht werden.

UKW-Funksprechempfänger UFT 201

Der Funksprechempfänger UFT 201 vom VEB Funkwerk Dresden ist ein tragbarer Kleinempfänger. Er ist zum Einsatz im 4-m-UKW-Funksprechsystem mit 50 kHz Kanalraster bestimmt. Auf Grund seiner Kleinheit und des geringen Gewichtes kann er in einer mitgelieferten Tragetasche überall mitgenommen werden.
Das Eingangssignal wird zweimal umgesetzt. Die erste ZF liegt bei 10,7 MHz, und die zweite ZF-Filterstufe wird durch ein magnetomechanisches Filter vom VEB WBN Teltow gebildet. Die Bandmittenfrequenz ist 450 kHz; die Bandbreite beträgt 35 kHz. Bild 9 zeigt die zweite ZF-Stufe mit dem magnetomechanischen Filter. Man erkennt, daß die folgenden Stufen aperiodisch mit RC-Kopplung arbeiten.
Die ZF-Selektion beträgt bei einer Bandbreite von 35 kHz 80 dB bei $\pm$ 40 kHz von Kanalmitte.

Betriebsempfänger 1346.71

Der Betriebsempfänger vom VEB Funkwerk Köpenick gestattet einen lückenlosen Empfang im Bereich von 14 bis 30 100 kHz. Er ist als Hauptempfangsgerät für ausrüstungspflichtige Seeschiffe vorgesehen und kann auch als Empfangsgerät für Behörden, Wetterdienst, Presse und Küstenfunkstellen eingesetzt werden.
Zum Empfang von Einseitenbandsignalen ist er mit einem ZF-Ausgang zum Anschluß des Einseitenbandmodulators DM 03 ausgerüstet. Dieser Einseitenbandmodulator enthält die magnetomechanischen Filter vom VEB WBN Teltow. Er dient zum Auswerten von Einseitenbandsignalen für Sprechfunk im oberen Seitenband für die Betriebsarten

mit vollem Träger

mit teilweise unterdrücktem Träger

mit vollständig unterdrücktem Träger

Im Umsetzer wird das ZF-Signal des Empfängers mit einer quarzstabilisierten Frequenz auf 430 kHz gemischt und gelangt auf das magnetomechanische Filter MF 450 $\pm$ E-0310. Nach einer weiteren aperiodischen Verstärkung erfolgt in einem Ringmodulator die Demodulation. Hier wird der Träger wieder zugesetzt, der durch das magnetomechanische Trägerfilter MF 450-0015 nach der Trennstufe herausgefiltert und im Trägerverstärker aperiodisch verstärkt wird.
Ein weiteres Beispiel ist das Einseitenband-Funksprechgerät Nedra 1, das ausführlich in radio und fernsehen 11 (1962), H. 12, S. 363 beschrieben wurde.

Elektrische Eigenschaften von Dünnschichttransistoren

Teil 2 und Schluß

K. WALTHER und M. O. WENDT

Mitteilung aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O., Betriebsteil Stahnsdorf

Elektrische Eigenschaften

An den Bauelementen, die einen Steuereffekt zeigten, wurden zunächst die statischen Kennlinien gemessen.
Bild 7 stellt die Meßschaltung zur Ermittlung der statischen Kennlinien dar. Der Widerstand der Spannungsteiler betrug 1 kΩ. Der Anodenstrom I_a und die Gitterspannung U_g wurden mit einem normalen Vielfachmesser gemessen, der Gitterstrom I_g mit einem hochempfindlichen Galvanometer und die Anodenspannung mit einem Röhrenvoltmeter. Das Bezugspotential war immer das Potential der Katode.
In den Bildern 8 und 9 sind die statischen Kennlinien eines CdS-Koplanar-DST dargestellt, die in ihrem Verlauf gut mit den theoretisch ermittelten übereinstimmen (Bild 3).
Die Kennlinien entsprechen dabei den Kennlinienscharen für positive bzw. negative Anodenspannungen, also dem ersten bzw. dritten Quadranten der Darstellung im Bild 3.
Das im Bild 3 aufgezeigte Sättigungsverhalten im pinch-off-Gebiet des DST ist bei diesem Bauelement nicht so deutlich ausgeprägt wie bei den im Bild 10 gezeigten Kennlinien eines anderen CdS-Koplanar-DST. Der Widerstand zwischen

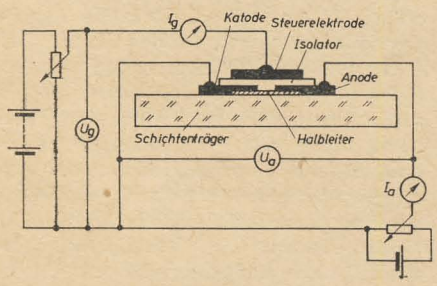


Bild 7: Meßschaltung zur Ermittlung der statischen Kennlinien eines DST

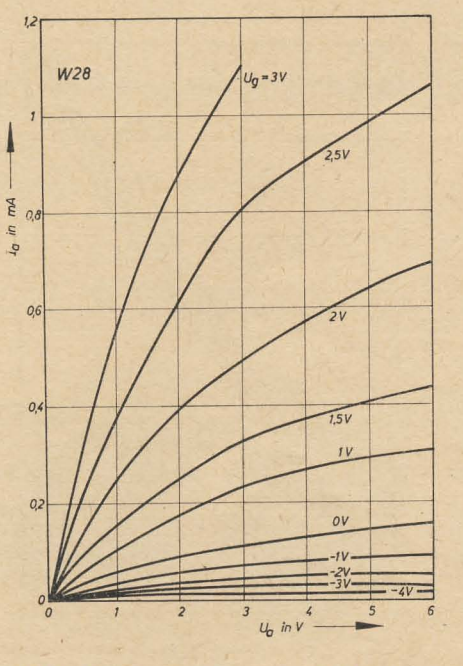


Bild 8: Statische Kennlinien eines CdS-Koplanar-DST

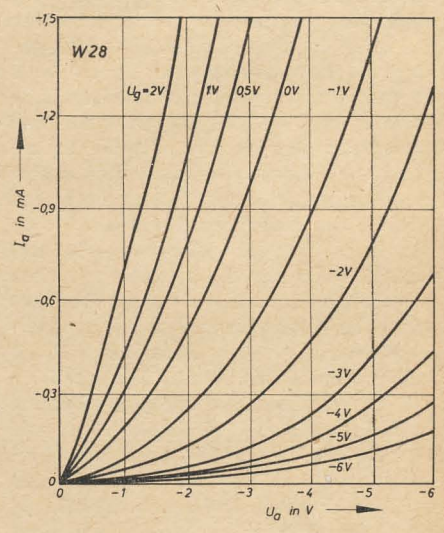


Bild 9: Statische Kennlinien eines CdS-Koplanar-DST

Gitter und Katode lag bei diesen DST-Typen zwischen 100 MΩ und 1 GΩ. Bild 11 zeigt den Zusammenhang zwischen der Steilheit S und der Gitterspannung U_g. Die Steilheit ist in Übereinstimmung mit Gl. (12) proportional zur Gitterspannung. Durch Verlängerung des geradlinigen Teils der Kurve bis zur Abszisse erhält man als Schnittpunkt die pinch-off-Spannung, die bei diesem Bauelement $U_0 = -2{,}2$ V beträgt.

Die statischen Kennlinien zweier Tellur-DST zeigen die Bilder 12 und 13.

Die Kennlinien im Bild 12 wurden an einem DST gemessen, dessen Isolatorschicht nicht genügend spannungsfest war. Aus diesem Grund konnten die Kennlinien auch nur für kleine Anodenspannungen gemessen werden. Aber schon bei diesen kleinen Spannungen zeigte dieses Bauelement eine Steilheit von 0,3 mA/V ($U_a = 0{,}5$ V). Der Elektrodenabstand betrug 60 μm, und die wirksame Steuerkapazität war bei diesem Bauelement etwa 120 pF. Man erhält hieraus nach Gl. (12) in guter Übereinstimmung mit der Literatur [7] eine Ladungsträgerbeweglichkeit von etwa 180 cm²/Vs.

Aus den Kennlinien im Bild 13 erhält man wesentlich kleinere Steilheiten, und auch das pinch-off-Verhalten zeigt Abweichungen vom theoretisch zu erwartenden. Es ist jedoch z. Z. noch nicht restlos geklärt, welche Ursachen für das verschiedenartige pinch-off-Verhalten von FET verantwortlich sind, da eine vollständige Theorie für den pinch-off noch nicht vorliegt.

Die Kennlinienschar im Bild 13 entspricht der im Bild 3 dargestellten für positive Anodenspannungen (1. Quadrant). Da Tellur im Gegensatz zu CdS ein p-Leiter ist, tritt der pinch-off hier jedoch bei negativen Anodenspannungen auf.

Der Eingangswiderstand war bei diesen Bauelementen größer als 1 GΩ.

Die weiteren Untersuchungen betrafen das dynamische Verhalten der hergestellten DST. Die durchgeführten Untersuchungen dienten jedoch in erster Linie dem Ziel, einen steuerbaren DST herzustellen. Aus diesem Grunde wurde eine Bauelementegeometrie verwendet, die hohe Grenzfrequenzen nicht erwarten ließ, aber an die Maskentechnik nur geringe Anforderungen stellte.

So wurde ein relativ großer Elektrodenabstand von L = 60 μm verwendet und eine große Überlappung des Gitters zugelassen. Über jeder Elektrode betrug die Überlappung des Gitters etwa das 12fache des Elektrodenabstandes.

Die Kapazität der Anordnung Katode-Halbleiter-Isolator-Gitter wurde mit einer Wechselstrombrücke bei einer Frequenz von 50 Hz gemessen und betrug in Übereinstimmung mit der Geometrie 650 bis 1450 pF. Zu diesen Kapazitäten gehörten auf Grund der Überlappung wirksame Steuerkapazitäten zwischen 50 und 120 pF. Die Untersuchungen des Frequenzverhaltens der DST war deshalb auf den Tonfrequenzbereich beschränkt (10 Hz bis 25 kHz). An CdS-DST mit einer CaF_2-Isolatorschicht wurden Steilheitsmessungen bei verschiedenen Frequenzen durchgeführt. Dabei ergab sich schon bei sehr kleinen Frequenzen von etwa 1 Hz ein rapider Abfall der Steilheit von über 2 mA/V auf 33 μA/V. Diese Steilheit änderte sich dann im untersuchten Frequenzbereich nur noch unwesentlich.

An diesen Bauelementen wurde weiterhin folgender Effekt beobachtet: Durch Anlegen einer positiven Gitterspannung wird in der Anordnung Katode-Halbleiter-Isolator-Gitter eine Ladungsmenge gespeichert, die um mehrere Größenordnungen höher lag, als es durch die Kapazität zu erklären wäre, die hier 650 pF betrug. Der Effekt wurde folgendermaßen gemessen: An das Gitter wurde eine positive Gleichspannung gelegt. Nach einer gewissen Zeit hatte sich ein stationärer Gitterstrom eingestellt. Danach wurde die Gitterspannung abgeschaltet und der Entladestrom der Anordnung mit einem empfindlichen Galvanometer gemessen. Im Bild 14 ist dieser „Gitterrückstrom" in Abhängigkeit von der Zeit nach dem Abschalten der Gitterspannung dargestellt. Die gespeicherte Ladung wurde durch Integration der Ent-

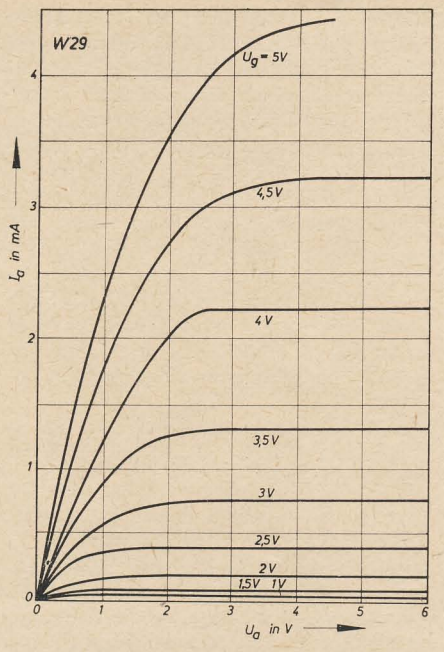


Bild 10: Statische Kennlinien eines CdS-Koplanar-DST mit ausgeprägtem pinch-off-Verhalten

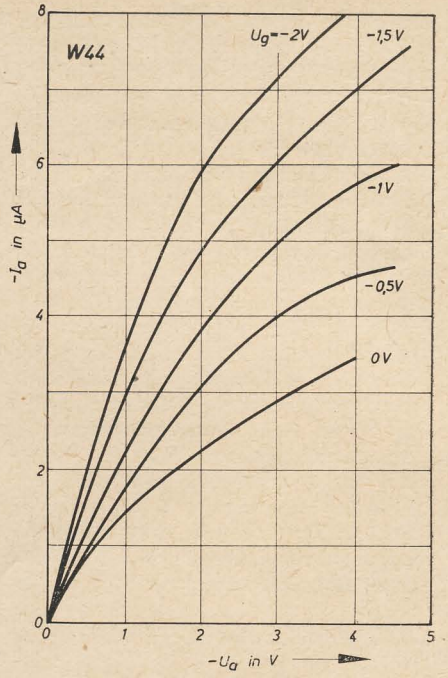


Bild 13: Statische Kennlinien eines Te-DST

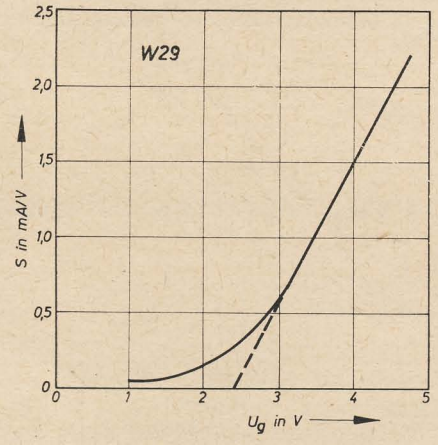


Bild 11: Zusammenhang zwischen der statischen Steilheit und der Gitterspannung

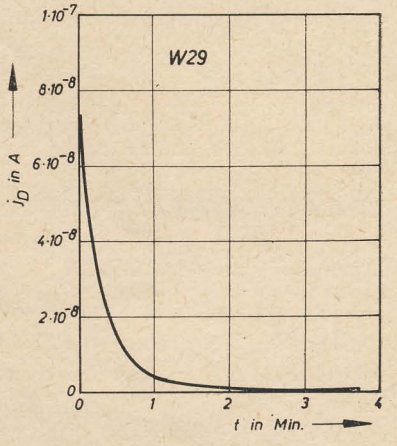


Bild 14: Depolarisationsstrom der CaF_2-Isolatorschicht eines CdS-Koplanar-DST

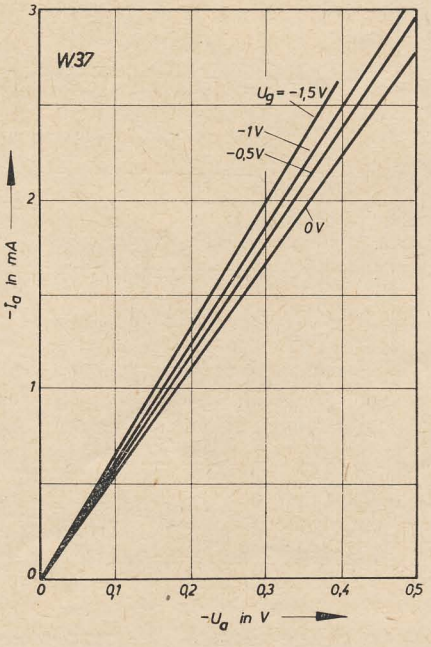


Bild 12: Statische Kennlinien eines Te-DST

ladestromkurve über der Zeit ermittelt. Dabei ergab sich eine Ladungsmenge von $2{,}5 \cdot 10^{-6}$ As bei einer Spannung von 3,5 V. Wäre Bild 14 die Entladungskurve eines Kondensators, so hätte dieser eine Kapazität von 700 nF. Ähnliche Effekte wurden an Anordnungen beobachtet, die eine Sandwichstruktur (Al-CaF_2-Al) hatten. Es kann angenommen werden, daß Ionenprozesse in der CaF_2-Schicht und/oder in der Grenzfläche CdS-CaF_2 die Ursache des im Bild 14 gezeigten Depolarisationsstromes sind.

Berechnet man die Elektronenbeweglichkeit im CdS nach Gl. (12) aus der dynamischen Steilheit, so erhält man eine Beweglichkeit von 3,5 cm^2/Vs. Berechnet man jedoch die Beweglichkeit aus der statischen Steilheit, so ergeben sich Werte um 500 cm^2/Vs, also für CdS viel zu hohe Beweglichkeiten.

Nimmt man jedoch an, daß für das statische Verhalten Ionenprozesse verantwortlich sind, die zu einer Speicherkapazität von 700 nF Anlaß geben, und nimmt man weiter an, daß auf Grund der vorliegenden Transistorgeometrie hierzu eine Steuerkapazität von $C = 50$ nF gehört, so ergeben sich aus den statischen Steilheiten nur noch Beweglichkeiten von 0,5 cm^2/Vs. Diese Werte stimmen größenordnungsmäßig besser mit den dynamisch ermittelten Beweglichkeiten überein und wären für CdS-Schichten auch verständlich.

Die starke Frequenzabhängigkeit der Steilheit kann bei dieser DST somit durch die Frequenzabhängigkeit der Steuerkapazität gedeutet werden. Die Steilheit bei sehr kleinen Frequenzen oder bei Gleichstrom wird durch Ionenprozesse im Isolator und/oder in der Grenzfläche Isolator-Halbleiter bestimmt, während bei höheren Frequenzen nur noch die Elektronen am Steuermechanismus beteiligt sind.

Die Tellur-DST mit einer SiO_x-Isolatorschicht zeigten keine derartigen Effekte. Im untersuchten Frequenzbereich änderte sich die Steilheit kaum und war gleich der aus den statischen Kennlinien ermittelten. Das deutet darauf hin, daß bei diesen Transistoren keine Ionenprozesse am Feldeffekt beteiligt waren.

Unterschiede zeigten ebenfalls die Kenndaten der CdS- und Te-DST hinsichtlich der Stabilität. Die Kennlinien der CdS-DST waren zeitlich nicht stabil und zeigten Hystereseerscheinungen. Diese Erscheinungen scheinen ebenfalls mit den erwähnten Ionenprozessen zusammenzuhängen, da durch diese die pinch-off-Spannung und damit der Kennliniencharakter beeinflußt werden. Derartige Effekte wurden dementsprechend an den Te-DST nicht gefunden. Die Kennlinien konnten in einem Versuchszeitraum von mehreren Wochen gut reproduzierbar gemessen werden.

Physikalische und technologische Probleme

Das Anwendungsgebiet der DST wird in der Hauptsache die integrierte Schaltung sein, wenn auch der Feldeffekt-DST als einzelnes Bauelement auf Grund seiner vorteilhaften Eigenschaften eingesetzt werden könnte. Aus der Zielstellung für das einzelne Bauelement und als Bestandteil integrierter Schaltungen ergeben sich eine Reihe von physikalischen und technologischen Problemen, die im folgenden kurz diskutiert werden.

Die anzustrebenden elektrischen Eigenschaften der DST sind große Steilheit bei möglichst kleiner Steuerkapazität und hohe Grenzfrequenz, hoher Eingangswiderstand und Spannungsfestigkeit des Isolators, geringes Rauschen und eine gute Stabilität der Kenndaten. Als Bestandteil integrierter Schaltungen muß weiterhin gefordert werden, daß die Herstellung der DST gut reproduzierbar, gezielt und mit hoher Ausbeute erfolgen kann.

Für die elektrischen Eigenschaften des DST ist es notwendig, eine höchentwikkelte Maskentechnik zur Verfügung zu haben, wenn Bauelemente mit optimalen Kenndaten hergestellt werden sollen. So ist es notwendig, einen Elektrodenabstand von kleiner als 10 μm zu realisieren, wobei die Überlappung des Gitters noch wesentlich kleiner sein sollte, der Halbleiter zwischen den beiden Elektroden jedoch vollständig überdeckt wird. Das stellt große Anforderungen an die Masken- und Justiertechnik, die nicht so leicht zu verwirklichen sind.

Ein weiteres technologisches Problem besteht in der Herstellung von Isolator- und Halbleiterschichten mit reproduzierbarer Schichtdicke und in der Erzielung glatter, gut haftender Aufdampfschichten. Die Schichtdicken bestimmen die Steuerkapazität, die pinch-off-Spannung und damit den Kennliniencharakter sowie die anderen Kenndaten.

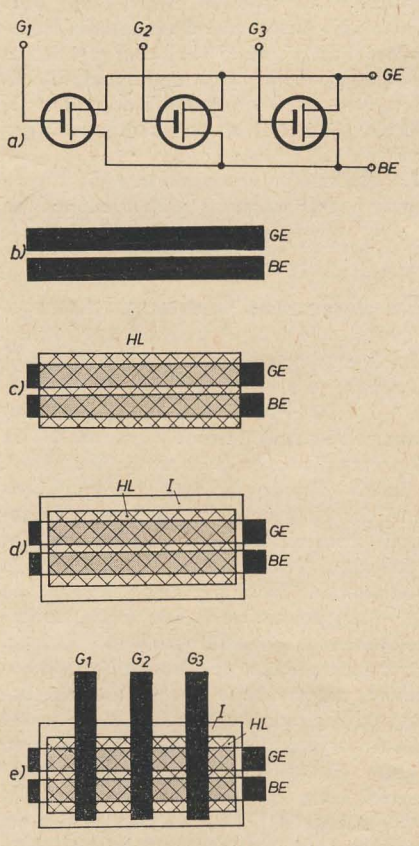


Bild 15: Schaltung und Aufdampfstufen eines Dünnschicht-Oder-Gatters nach Weimer [8]

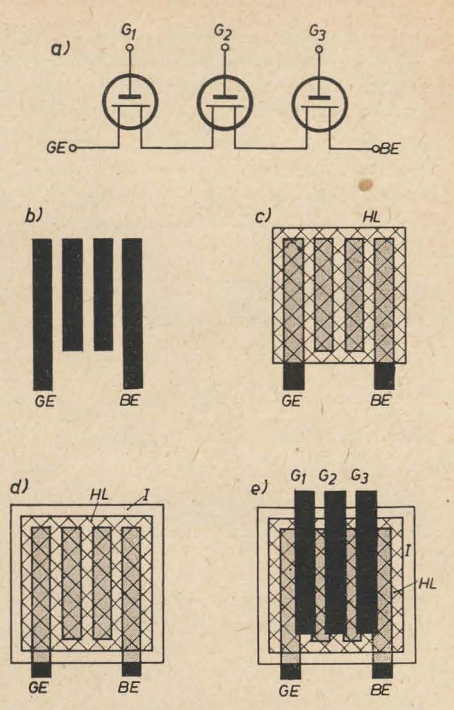


Bild 16: Schaltung und Aufdampfstufen eines Dünnschicht-Oder-Gatters nach Weimer [8]

Dieses Problem muß durch eine geeignete Aufdampf- und Schichtdickenkontrolltechnik gelöst werden, was jedoch nicht auf allzu große Schwierigkeiten stoßen dürfte.

Eins der wichtigsten physikalischen Probleme ist die Wahl eines Halbleiters und der zugehörigen Aufdampftechnik, die es gestatten, halbleitende Schichten mit einer hohen Beweglichkeit herzustellen und die für einen Steuereffekt in der beschriebenen Art geeignet sind.

Die ersten DST wurden mit einer halbleitenden Schicht aus CdS hergestellt. Die Beweglichkeiten in derartigen Schichten sind auf Grund der durch das Aufdampfen bedingten stöchiometrischen Abweichungen und der Kristallstruktur relativ klein. Sie lagen in der Größenordnung von 1 cm^2/Vs. Durch erhöhte Aufdampftemperaturen und besondere Nachbehandlungsmethoden ist es allerdings gelungen, die Beweglichkeit auf 100 cm^2/Vs zu steigern.

Ein wesentlicher Schritt ist die Herstellung steuerbarer DST mit einer Halbleiterschicht aus Tellur durch *Weimer* [7]. Die Telluraufdampfschichten zeigten Beweglichkeiten bis 200 cm^2/V, ohne daß komplizierte Aufdampfbedingungen oder Nachbehandlungsprozesse erforderlich waren.

Die Untersuchungen werden daher das Ziel verfolgen, geeignete Halbleitermaterialien zu finden und entsprechende Aufdampftechnologien zu entwickeln.

Das Stabilitätsverhalten der DST scheint in erster Linie durch die Grenzfläche Halbleiter-Isolator bestimmt zu werden. Aber auch der Isolator selbst kann, wie die durchgeführten Untersuchungen zeigten, eine gewisse Rolle spielen.

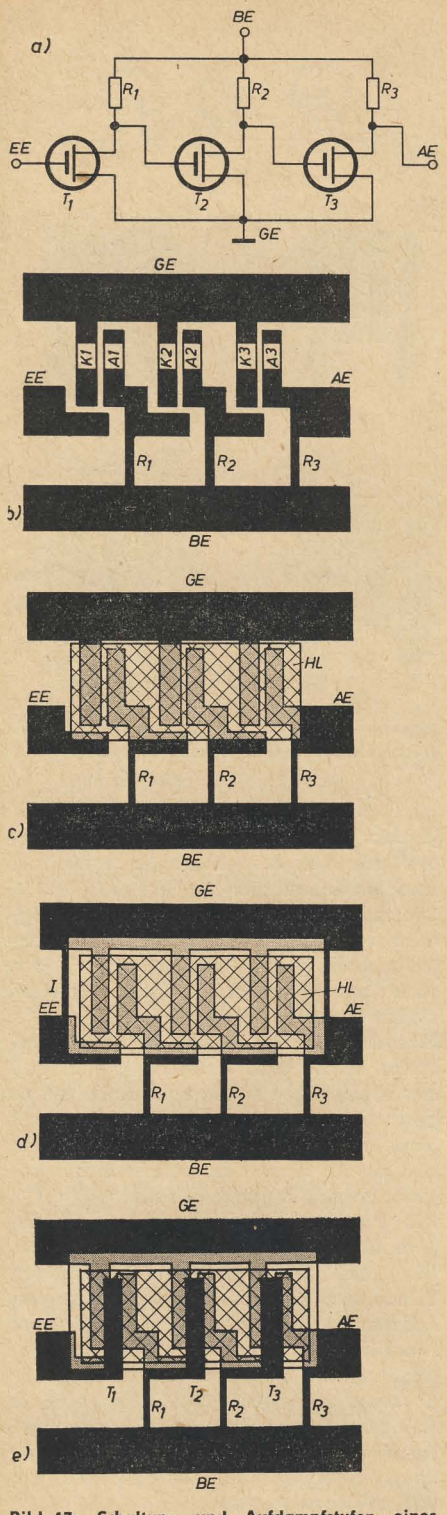


Bild 17: Schaltung und Aufdampfstufen eines direktgekoppelten, dreistufigen Dünnschichtverstärkers nach Weimer [8]

Anwendung der DST in integrierten Schaltungen

Unter der Voraussetzung, daß die Herstellung der DST und der passiven elektrischen Bauelemente mit vorgegebenen Parametern durch reine Aufdampftechnik möglich ist, lassen sich integrierte Schaltungen in der im folgenden beschriebenen Art verwirklichen.

Von *Weimer* [8] sind Dünnschichtschaltungen eines Und- und Oder-Gatters, eines dreistufigen Verstärkers und eines Flip-Flop angegeben. Diese Schaltungen werden in die einzelnen Aufdampfstufen zerlegt und hieran das Prinzip dieser Technik erläutert.

Bild 15a zeigt das Schaltbild des Oder-Gatters. In den Bildern 15b bis 15e ist der Werdegang des Dünnschichtgatters skizziert.

Da sowohl die Katoden als auch die Anoden der drei Transistoren miteinander leitend verbunden sind, können sie entsprechend Bild 15b durch ein gemeinsames Streifenpaar gebildet werden. Die Streifen GE und BE werden in einem Abstand einiger μm auf eine isolierende Unterlage gedampft.

Als nächste Stufe wird eine Halbleiterschicht HL aufgedampft (Bild 15c). Das erfolgt dadurch, daß das bedampfte Substrat von der Bedampfungsmaske heruntergenommen und über die nächste Maske gelegt wird. Befindet sich diese „Halbleitermaske" mit der zugehörigen Dampfquelle in einem anderen Rezipienten, so wird das bedampfte Substrat etwa über eine Schleuse staubfrei dorthin eingeführt. In gleicher Weise werden die Isolatorschicht I (Bild 15d) und die drei Steuerelektroden G1 bis G3 (Bild 15e) aufgedampft. Die Dünnschichtanordnung im Bild 15e stellt somit schon eine realisierte Schaltung nach Bild 15a dar.

Als weiteres Beispiel wird das Und-Gatter nach *Weimer* in einzelne Aufdampfstufen zerlegt. Entsprechend dem Schaltbild (Bild 16a) werden in kleinem Abstand voneinander vier Metallstreifen aufgedampft. Der erste Streifen bildet die Katode des ersten Transistors einschließlich der Zuleitungselektrode GE. Der zweite Streifen bildet die Anode des ersten Transistors und gleichzeitig die Katode des zweiten Transistors usw. (Bild 16b). Anschließend werden die Halbleiterschicht HL (Bild 16c) und die Isolatorschicht I (Bild 16d) aufgedampft. Mit dem Aufdampfen der drei Steuergitter G_1 bis G_3 (Bild 16e) ist das Gatter fertiggestellt.

Die wesentlich kompliziertere Schaltung eines dreistufigen, direktgekoppelten Dünnschichtverstärkers wird nach dem gleichen Prinzip hergestellt.

Die erste Aufdampfebene des Verstärkers im Bild 17b ist wegen ihrer komplizierten Struktur und den kleinen Abmessungen wahrscheinlich nicht mehr durch eine Aufdampfmaske zu realisieren. Die Widerstände R_1 bis R_3 bestehen aus einem anderen Material als die Kontakte der Transistoren oder die Zuleitungen.

Dünnschichtschaltungen befinden sich meist auf einer isolierenden Unterlage, deren Wärmeleitung im allgemeinen schlecht sein wird. Aus diesem Grund darf die Verlustleistung nicht sehr groß sein. Wenn aber die weitere Entwicklung der DST die theoretischen Erwartungen hinsichtlich des geringen Rauschens bestätigen, wird der Einsatz der Dünnschichtschaltungen gerade im Kleinleistungsgebiet besondere Vorteile bringen. In elektronischen Rechenmaschinen und in der Datenverarbeitung müssen viele Rechen- und logische Operationen durchgeführt werden, wozu im allgemeinen große Leistungen nicht erforderlich sind. Die Verwendung von Halbleitertransistoren setzt wegen des hohen Rauschens dieser Bauelemente diesem Bestreben eine Grenze, die durch die Verwendung der DST weit unterschritten werden könnte.

Ob sich diese Technik so allgemein anwenden läßt, wie es hier dargestellt wurde, ist heute noch nicht abzusehen und hängt davon ab, ob sich die damit verbundenen Probleme lösen lassen.

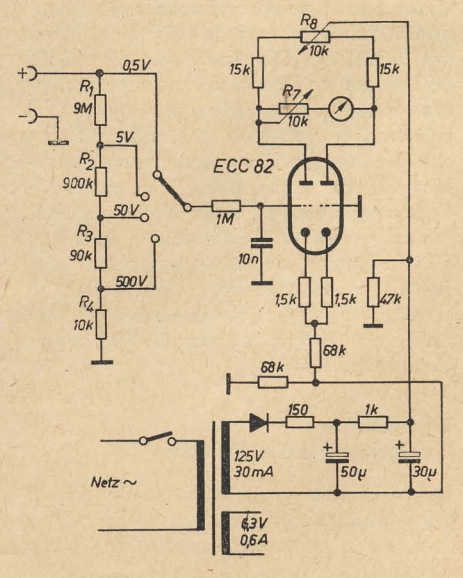
Literatur

[1] Borkan, Weimer: RCA Rev. 24 (1963), S. 153
[2] Zuleeg: Solid State Electronics 6, Dez. (1963)
[3] Weimer, Shallcross, Borkan: RCA Rev. 24 (1963), S. 661
[4] Tantraporn: electronics 28 (1962)
[5] Dresner, Shallcross: Solid State Electronics 5 (1962), S. 205
[6] Wallmark: RCA Rev. 24 (1963), S. 641
[7] Weimer: Proc. IEEE Mai (1964)
[8] Weimer: Proc. IRE Juni (1962)
[9] Shallcross: Proc. IEEE Mai (1963)
[10] Shallcross: RCA Rev. 24 (1963), S. 676
[11] Micsic, Schlig, Haering: Solid State Electronics 7 (1964), S. 39

Ein einfaches Gleichspannungs-Röhrenvoltmeter

Die Spannungsteilerwiderstände R_1 bis R_4 ergeben die Meßbereiche 0···0,5 V, 0···5 V, 0···50 V und 0···500 V. Der Innenwiderstand beträgt konstant 10 MΩ. Am Potentiometer R_8 kann die Brücke bei offenen Eingangsklemmen abgeglichen und der Nullpunkt des Meßwerks eingestellt werden. R_7 dient zur Eichung des Meßwerks. Das Instrument selbst muß in vorliegender Schaltung einen Bereich von 0···300 μA besitzen. Die Widerstandstoleranz der Widerstände R_1 bis R_4 darf ± 5% nicht überschreiten. Die Eichung geschieht folgendermaßen: Es werden bekannte Spannungen angelegt. Mit R_7 wird die Anzeige des Röhrenvoltmeters auf den Wert eines Vergleichsinstruments gebracht. Unter der Voraussetzung, daß die Widerstände R_1 bis R_4 stimmen, genügt es, nur einen Meßbereich zu eichen.

Aus Radio Electronics, Januar 1964



Ein transistorisierter kommerzieller Empfänger mit kontaktlosen Verbindungen zwischen den Baugruppen

Die Zuverlässigkeit von Steckverbindungen, die in bezug auf die Verbindung elektrischer Leitungen universell sind, ist insbesondere bei hohen Frequenzen in der Regel nicht groß. Ihre Anwendung verringert die Zuverlässigkeit eines Gerätes beträchtlich. Zur Baugruppenverbindung kann man außer der galvanischen Verbindungsart auch das elektrische und magnetische Feld benutzen. Eine solche kontaktlose Baugruppenverbindung ist zuverlässiger und schafft die Voraussetzung, die Baugruppen des Gerätes unter Vakuum hermetisch abzuschließen.

Im Moskauer Energetischen Institut wurde ein transistorisierter kommerzieller Empfänger mit kontaktlosen Verbindungen zwischen den Baugruppen und einem Fernbedienungssystem, das kein einziges mechanisches Element enthält, entwickelt. Das Blockschaltbild des Empfängers ist im Bild 1 dargestellt. Es ist ein Überlagerungsempfänger, der aus drei auf einer Grundplatte entsprechend verteilten Baugruppen besteht.

Die Baugruppenlage wird auf der Grundplatte durch Führungsschienen und Klemmvorrichtungen bestimmt. Die die Verbindung zwischen den Baugruppen, der Antenne, der Last und der Bedienungstafel herstellenden Elemente sind auf der Rückseite der Grundplatte herausgeführt.

Der Empfänger kann im Bereich von 2 bis 4 MHz auf 254 Festfrequenzen abgestimmt werden. Durch die Anwendung von Bauelementen, deren Kapazität von der angelegten Steuerspannung abhängig ist, wird eine Abstimmzeit für eine beliebige Frequenz des angegebenen Bereiches von nur einigen Millisekunden erreicht. Ein Geber erzeugt die für die Abstimmung notwendige Steuerspannung, die durch eine von der Bedienungseinrichtung kommende Anzahl von Impulsen bestimmt wird. Ein solches digitales Abstimmsystem hat folgende Vorteile: Der Empfänger kann nach einem vorgegebenen Programm und auf eine bestimmte Kanalanzahl abgestimmt werden, ferner können ein automatischer Abtastbetrieb im vorgegebenen Frequenzbereich und eine Fernsteuerung durchgeführt werden.

HF-Teil (Baugruppe I)

Der HF-Teil besteht aus zwei HF-Köpfen, einem Steuerspannungsgeber und den autonomen Stromversorgungsgleichrichtern der HF-Köpfe und des Gebers.

Das Schaltbild der beiden HF-Köpfe (Bild 2) ist gleich. Ein Kopf ist für den Frequenzbereich von 2,0 bis 2,8 MHz bestimmt und der andere von 2,8 bis 4,0 MHz. Der erforderliche Frequenzbereich wird durch das Einschalten der Stromversorgung des entsprechenden HF-Kopfes erreicht. Durch die Verwendung von zwei einzelnen HF-Köpfen wird die Zuverlässigkeit des Empfängers erhöht, da auf HF-Schaltleitungen verzichtet werden kann. Zur Empfängerabstimmung wird die Kapazität der pn-Übergänge von Halbleiterdioden (Д-811) ausgenutzt.

Um eine Verstimmung der Schwingkreise bei HF-Signalen bis zu 1 V zu verhindern, sind in jedem Schwingkreis zwei Halbleiterkondensatoren (HK) gleichstrommäßig parallel und HF-mäßig hintereinander geschaltet. Der Kapazitätsunterschied zwischen den Halbleiterkondensatoren in einem Schwingkreis darf nicht größer als 2% und zwischen den Halbleiterkondensatoren der verschiedenen Schwingkreise nicht größer als 10% sein.

Dabei darf das Kapazitätsänderungsverhältnis im Steuerspannungsbereich von 0,4 bis 8 V nicht kleiner als 2,5 sein. Jeder HF-Kopf ist an die Antenne kapazitiv gekoppelt. Die Koppelkapazität C_{21} ist in Form eines ebenen Kondensators mit einem festen Dielektrikum ausgeführt. Eine Platte des Kondensators befindet sich im HF-Teil und die andere auf der Empfängergrundplatte.

Der Eingangskreis ist ein Bandfilter, das zusammen mit dem HF-Resonanzverstärker T_1 (П-403) im Bereich von 2 bis 4 MHz eine Spiegelfrequenzselektivität von 60 dB erreicht.

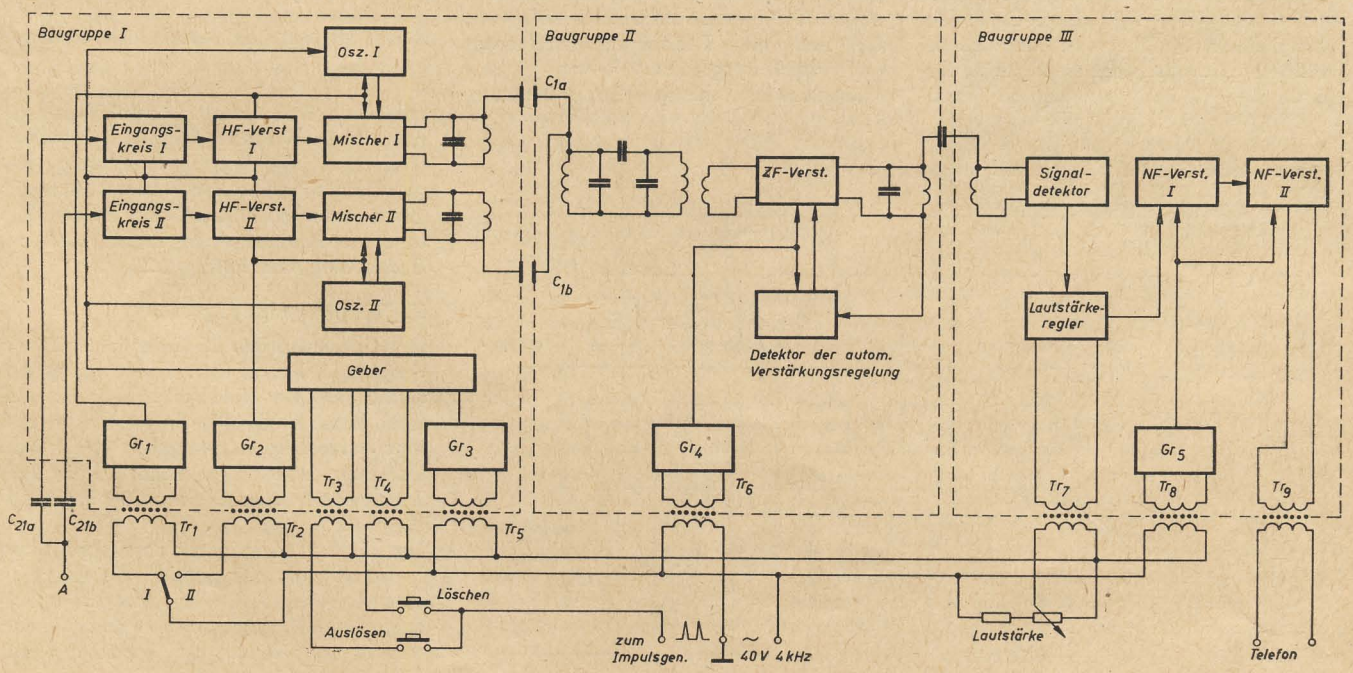
Der Lokaloszillator T_3 (П-403) stellt eine Dreipunktschaltung mit kapazitiver Spannungsteilung dar. Seine Frequenz liegt höher als die Signalfrequenz. Die Spannungsamplitude am Oszillatorkreis ändert sich im Arbeitsfrequenzbereich von 0,95 bis 1,05 V.

Der Transistor T_2 arbeitet in Emitterschaltung und bildet die Mischstufe. Der optimale Betriebszustand der Mischstufe wird bei $U_k = -5$ V und $I_k = 0{,}75 \cdots 1{,}0$ mA erreicht. In der Kollektorleitung des Mischers befindet sich ein Kreis L_7C_{11}, der auf eine ZF von 500 kHz abgestimmt ist. Das ZF-Signal gelangt über die Koppelkapazität C_1 in den ZF-Teil.

Zur Abstimmung des Empfängers muß den Halbleiterkondensatoren eine Gleichspannung zugeführt werden. Bei kontaktloser Baugruppenverbindung ist die Übertragung einer Gleichspannung nur mit einem Zwischenumformer, der in diesem Empfänger vom Steuerspannungsgeber (Bild 3) gebildet wird, möglich.

Auf den Eingang des Gebers wird über

Bild 1: Blockschaltbild des Empfängers



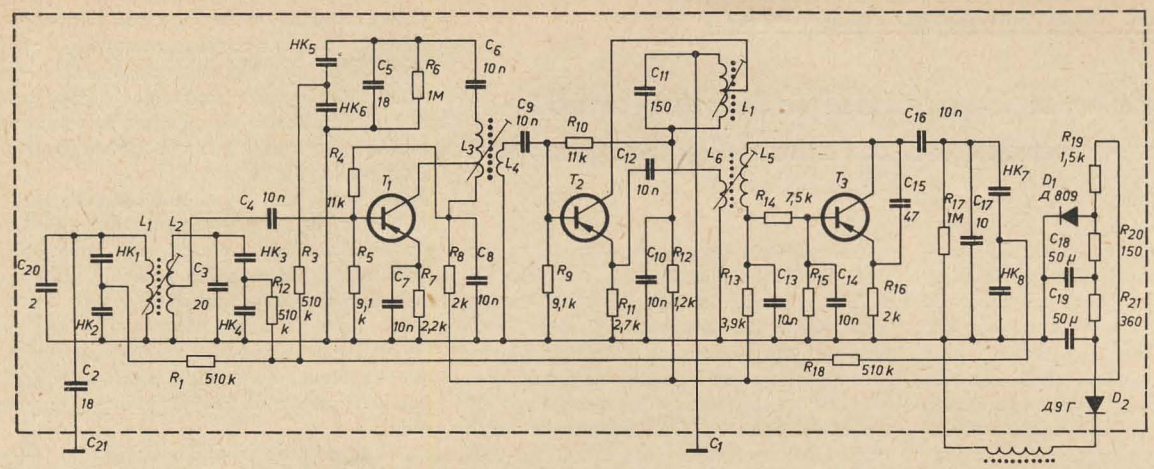


Bild 2: Schaltbild eines HF-Kopfes

den Transformator Tr_3 ein Code in Form einer Anzahl von Impulsen gegeben. Anfangs wird der Zahlen-Impuls-Code in einen Binärcode und danach in eine diskrete Steuerspannung umgewandelt. Die Steuerspannung ist in Abhängigkeit von der Anzahl der in den Geber gelangenden Impulse von $-0{,}1$ bis $-9{,}0$ V veränderbar. Dieser Regelbereich ist in 127 Abschnitte geteilt. Der Unterschied zwischen zwei benachbarten diskreten Spannungswerten beträgt 76 mV.

Zur Erzeugung der 127 diskreten Steuerspannungswerte wird ein Binärzähler, bestehend aus den Multivibratoren $M_1 \cdots M_7$ (siehe Bild 3), verwendet. Das Schaltbild eines solchen Multivibrators ist im Bild 4 dargestellt. Vom Kollektor des Transistors T_1 wird die Spannung auf den nächsten Multivibrator gegeben. Der Kollektor von T_2 ist mit einem der elektronischen Schalter $S_1 \cdots S_7$ (siehe Bild 3) verbunden.

Die prinzipielle Schaltung des Elektronenschalters ist im Bild 5 angeführt. Die Kollektorspannung des Transistors П16Б wird durch eine Zenerdiode stabilisiert. Die Basis ist positiv vorgespannt, und wenn T_2 des Multivibrators geöffnet ist, dann liegt an ihr eine Spannung von $+0{,}6$ V. Die Ausgangsleitungen des Gebers enthalten Widerstände ($R_1 \cdots R_7$), deren Größe der Wertigkeit der Stufen proportional ist. Bei geöffnetem Schalter liegt einer der Widerstände $R_1 \cdots R_7$ über den kleinen Transistorwiderstand (ungefähr 10 Ω) gegen „Masse". Wenn der Schalter geschlossen ist, dann liegt dieser Widerstand am Spannungsstabilisator, bestehend aus der Zenerdiode Д-810 und dem Kollektorwiderstand des Transistors.

Die Abhängigkeit der Steuerspannung am Geberausgang von der Anzahl der Impulse am Eingang ist linear. Der Temperaturkoeffizient der Steuerspannung beträgt ungefähr $+6 \cdot 10^{-4}$.

Der Geber erhält seine Speisespannung von einem separaten Gleichrichter, der mit der Wechselspannungsquelle über den Transformator Tr_5 kontaktlos verbunden ist. Die Netz- und Lastwicklungen des Transformators sind auf verschiedenen Teilen des Magnetleiters angebracht. Eine Hälfte des Magnetleiters befindet sich mit der Lastwicklung unmittelbar im HF-Teil und die andere (mit der Netzwicklung) auf der Grundplatte des Empfängers. Bei der Empfängerabstimmung werden die Multivibratoren mit Hilfe eines Löschimpulses zunächst in ihre Ausgangslage gebracht. Danach wird der Empfänger auf die gewünschte Frequenz abgestimmt. Das Auslösen und Löschen des Gebers erfolgt mit positiven Impulsen, die eine Amplitude von 8 V und eine Anstiegszeit von 1 µs haben. Die Impulstransformatoren Tr_3 und Tr_4 sind mit E-förmigen Ferritkernen ($\mu_0 = 1000$) ausgeführt.

Außerdem kann mit dem Geber ein automatischer Frequenzabtastbetrieb im gegebenen Bereich durchgeführt werden. Dazu wird dem Gebereingang eine stetige Impulsfolge zugeführt. Nach dem 127. Impuls (Bereichsende) fällt der Geber automatisch in seine Ausgangslage zurück, und der Suchbetrieb wird fortgesetzt.

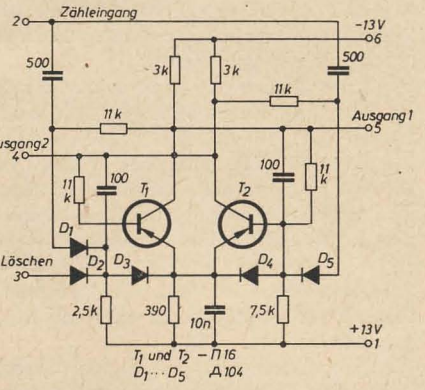


Bild 4: Schaltbild eines Multivibrators der Zähleinrichtung

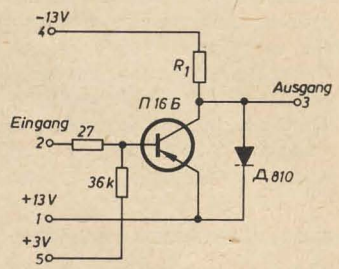
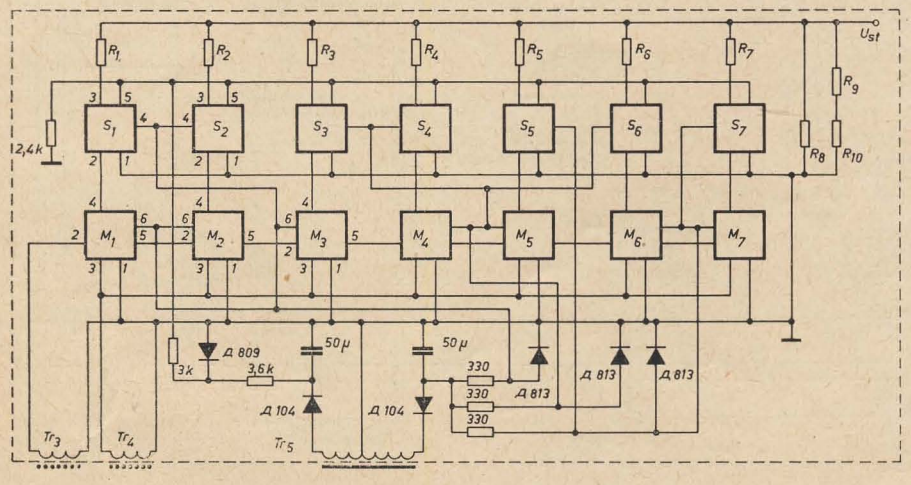


Bild 5: Schaltbild des elektronischen Schalters

Bild 3: Blockschaltbild des Steuerspannungsgebers



ZF-Teil (Baugruppe II)

Das Schaltbild des ZF-Teiles ist im Bild 6 dargestellt. Am ZF-Verstärkereingang befindet sich ein Nachbarkanal-Selektionsfilter, das auf 500 kHz abgestimmt ist und eine Bandbreite von ungefähr 10 kHz hat. Das Filter ist mit dem Mischkreis im HF-Teil kapazitiv über C_1 (ungefähr 3 pF) gekoppelt.

Der ZF-Verstärker ist mit den Transistoren П-403 bestückt und stellt die Kombination einer Emitter-, Kollektor- und Basisschaltung dar. Mit einer solchen Kombination erreicht man eine gute Anpassung des

Ausgangswiderstandes des Transistors T_1 mit dem Eingangswiderstand von T_3 und eine ausreichend gute Gleichstromstabilisierung des Emitterfolgers T_2.

Der Verstärkungsfaktor des ZF-Verstärkers beträgt bei belastetem Kollektorkreis (L_4C_{13}) ungefähr 10 000. Der Kollektorkreis L_4C_{13} hat eine Bandbreite von ungefähr 15 kHz und ist über die Koppelkapazität C_{19} mit dem NF-Eingangskreis verbunden. Beide Kreise bilden zusammen ein Bandfilter bei 500 kHz.

Die konstruktive Ausführung der Koppelkapazität C_{19} ist analog der der Kapazität C_{21}.

Eine der wichtigsten Forderungen, die an einen kommerziellen Empfänger gestellt wird, ist das Vorhandensein einer wirksamen automatischen Verstärkungsregelung (AVR). Das Prinzip der automatischen Verstärkungsregelung beruht auf einem regelbaren Spannungsteiler am Eingang des ZF-Verstärkers. Den regelbaren Widerstand bildet die Halbleiterdiode D_1 (Д-104), deren dynamischer Widerstand sich beim Übergang vom geöffneten Zustand in den geschlossenen mehr als 200mal ändert (von 2 kΩ bei einem Diodenstrom von ungefähr 100 μA bis 440 kΩ bei

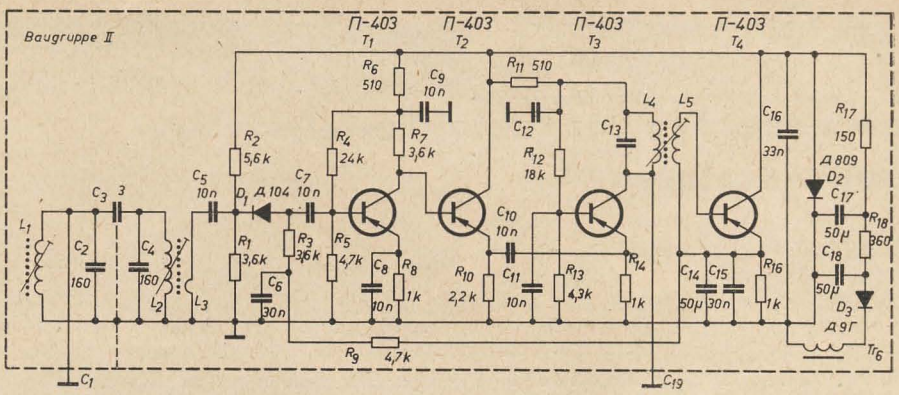


Bild 6: Schaltbild des ZF-Teils

torspannung $U_=$ von der Amplitude der Wechselspannung zwischen Basis und Emitter des Transistors T_4 für verschiedene Temperaturen angeführt.

Die AVR setzt bei einer ZF-Eingangsamplitude von 250 μV ein. Dabei beträgt die Amplitude der ZF-Spannung am Kollektor des T_3 ungefähr 1 V. Bei einer 280-fachen Erhöhung des ZF-Eingangssignals erhöht sich die Spannung am Kollektor des T_3 nur auf 2 V. Erst wenn der Amplitudenwert von 2,7 V überschritten wird, treten Modulationsverzerrungen auf.

Der ZF-Teil hat einen separaten Gleichrichter mit einem Stromverbrauch von ungefähr 5 mA. Der Verbindungstransformator Tr_6 ist in Form eines geteilten U-Kernes, ähnlich den Transformatoren im HF-Teil, ausgeführt. Die Speisespannung ist mit einer Zenerdiode D_2 (Д-809) stabilisiert.

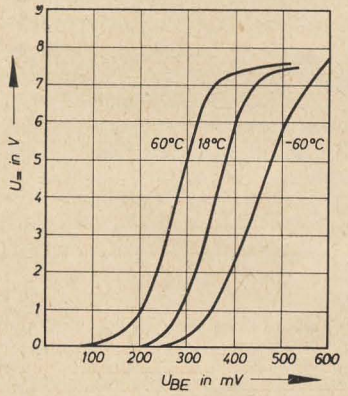


Bild 7:
Die Abhängigkeit der Detektorausgangsspannung des AVR von der Amplitude der Eingangswechselspannung

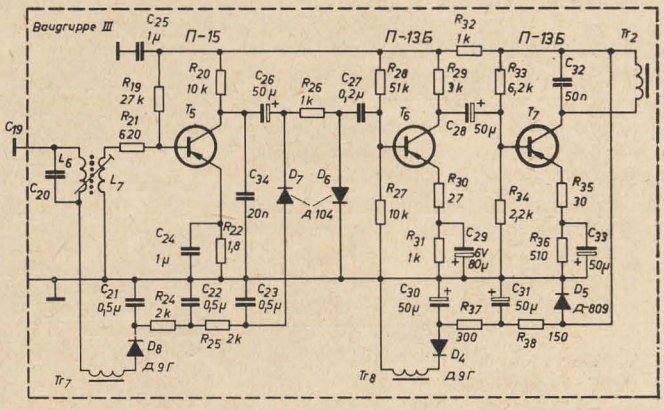


Bild 8:
Schaltbild des NF-Teils

einer Eingliederung des gemeinsamen Detektors in den NF-Teil müßte z. B. die Gleichspannung der AVR erst umgewandelt werden.

Der Signaldetektor (T_5) arbeitet im quadratischen Gleichrichtungsbetrieb und hat einen Übertragungsfaktor von ungefähr eins. T_5 ist gleichstrommäßig stabilisiert. Das ZF-Signal wird über R_{21}, der den Eingangswiderstand des Detektors vergrößert, auf die Basis gegeben. Der zweistufige

geschlossener Diode). Das Eingangssignal verteilt sich auf den dynamischen Diodenwiderstand und den Eingangswiderstand des Transistors T_1.

An der Katode der Diode D_1 liegt auf Grund des Spannungsteilers R_1-R_2 ein negatives Potential. Dabei fließt ein Diodenstrom von ungefähr 50 bis 100 μA, wenn kein Signal vorhanden ist. Auf die Anode der Diode D_1 wird über die Siebkette R_3C_6, R_9C_{14} die Detektorspannung der AVR (Transistor T_4) gegeben. Die Basis und der Emitter von T_4 sind gleichstrommäßig verbunden, so daß die Schaltung einer Basisschaltung, die bekanntlich eine höhere Temperaturstabilität besitzt, nahekommt. Wenn das Signal am Eingang des T_4 einen bestimmten Wert (Verzögerungswert) nicht überschreitet, so ist T_4 gesperrt und die Spannung an R_{16} gleich Null. Wenn das Signal den Verzögerungswert (100 bis 200 mV) überschreitet, dann wird vom Widerstand R_{16} eine negative Gleichspannung $U_=$ auf die Anode der Diode D_1 gegeben. Dadurch erhöht sich der dynamische Widerstand von D_1, und die Signalamplitude am Eingang des T_1 wird kleiner. Im Bild 7 ist die Abhängigkeit der Detek-

NF-Teil (Baugruppe III)

Das Schaltbild des NF-Teiles ist im Bild 8 dargestellt.

Das ZF-Signal gelangt über C_{19} an den Eingangskreis L_6C_{20} und weiter über die Koppelinduktivität L_7 zum Signaldetektor. Die im Empfänger angewandte Trennung zwischen Signaldetektor und Detektor der AVR wurde aus Gründen der Erreichung besserer elektrischer Parameter und der einfachen Verwirklichung kontaktloser Verbindungen durchgeführt. Bei einem gemeinsamen im ZF-Teil untergebrachten Detektor müßten z. B. sehr große Kapazitäten, die bei kontaktlosen Verbindungen nicht realisierbar sind, zur Übertragung des NF-Signals verwendet werden. Bei

NF-Verstärker ist mit den Transistoren П-13 Б (T_6 und T_7) in Emitterschaltung aufgebaut.

Zur Erhöhung des Eingangswiderstandes ist in jeder Stufe eine Stromgegenkopplung eingeführt. Als Verstärkerlast werden Telefone mit einem Widerstand von 4,5 kΩ verwendet. Zur Anpassung des Telefonwiderstandes an den Ausgangswiderstand des Verstärkers dient ein Stecktransformator (Tr_9). Der Verstärkungsfaktor ist größer 300 und die Bandbreite 200 bis 2500 Hz.

Im NF-Verstärker wird ein einfaches und wirksames Fernbedienungssystem für die Lautstärkeregelung angewendet. Es beruht wie die AVR auf dem Prinzip des regelbaren Spannungsteilers. Das Signal am Detektorausgang verteilt sich auf den Widerstand R_{26} und den dynamischen Widerstand der Diode D_6. Der Diodenstrom bzw. der dynamische Widerstand wird durch Änderung der Primärspannung am Transformator Tr_7 geregelt. Die Regelgleichspannung gelangt über D_7 an D_6. Beide Dioden sind tonfrequenzmäßig parallel geschaltet. Der Verstärkungsregelgrad beträgt 42 dB.

Dipl.-Ing. K. Bahmann

TAG

ein neuer Typ der Tantal-Festelektrolyt-kondensatoren

G. HELWIG

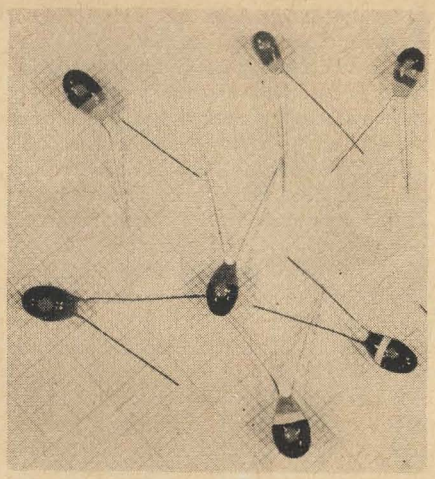


Bild 1: Tantal-Festelektrolytkondensatoren in Tropfenform, Typenreihe TAG

Tantal - Festelektrolytkondensatoren sind seit etwa sechs Jahren auf dem Markt. Sie haben sich in Anlagen der kommerziellen Technik gut eingeführt und bewährt, weil ihre kleinen Abmessungen sowie die günstige Temperatur- und Frequenzabhängigkeit der elektrischen Werte, verbunden mit zulässigen oberen Betriebstemperaturen je nach Einkapselungsmethode von + 85 bis + 125 °C, wesentliche Vorteile gegenüber den Elektrolytkondensatoren mit nassem Elektrolyten bieten; insbesondere eignen sie sich auch für den Einsatz bei tiefen Temperaturen. Dagegen sind sie in Geräten der Unterhaltungselektronik (Rundfunk, Fono, Fernsehen) bisher aus Preisgründen kaum zu finden, obwohl sie Halbleiterbauelemente vom technischen Standpunkt aus ideal ergänzen. Allerdings wäre ihre hohe zulässige Betriebstemperatur auch nicht ausgenutzt worden, weil man die dort noch überwiegend verwendeten Germaniumhalbleiter ebenfalls nicht über + 70 °C beanspruchen darf.

Mit der Umstellung auf Siliziumhalbleiterbauelemente, die höhere Temperaturen vertragen, entfällt diese Einschränkung. Höhere Temperaturen ab + 70 °C können in tragbaren Transistorgeräten ohne weiteres bei Sonnenbestrahlung auftreten, z. B. am Strand oder beim Camping. Hier versagen die üblichen Aluminium-Naßelektrolytkondensatoren, die nur kurzzeitig bei + 70 °C betrieben werden dürfen. Man strebte deshalb die Entwicklung eines preisgünstig herstellbaren Tantal-Festelektrolytkondensators an. Es entstand der Typ TAG, ein mit Sinteranode hergestellter Tantal-Festelektrolytkondensator in Tropfenform (Bild 1). Die preisliche Konkurrenzfähigkeit zu Naßelektrolytkondensatoren wurde durch rationalisierte und auf Massenfabrikation abgestimmte Produktionsverfahren erreicht; dazu gehört auch die Einkapselung durch Tauchen in Epoxydharz.

TAG-Kondensatoren sind mit 3, 6, 10, 15, 20, 25 und 35 V Nenngleichspannung lieferbar. Die Kapazitätswerte liegen zwischen 0,1 und 50 μF. Ein Farbcode kennzeichnet Kapazität und Nennspannung, ein Farbpunkt die Polarität. Der Temperaturbereich reicht von — 55 bis + 85 °C.

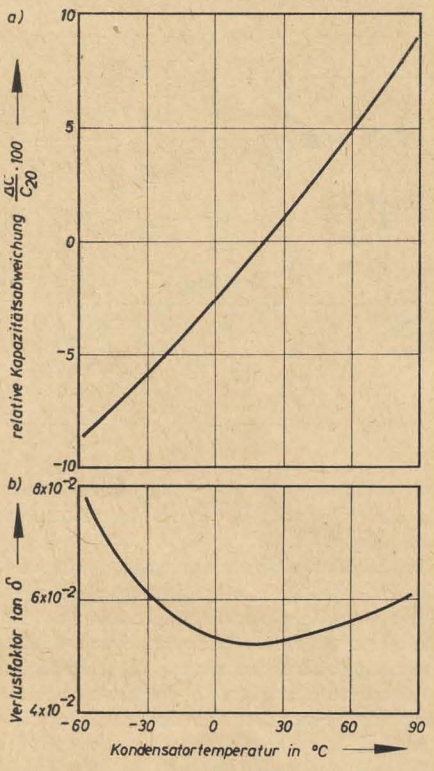


Bild 2: Temperaturabhängigkeit a) der Kapazität und b) des Verlustfaktors von TAG-Kondensatoren

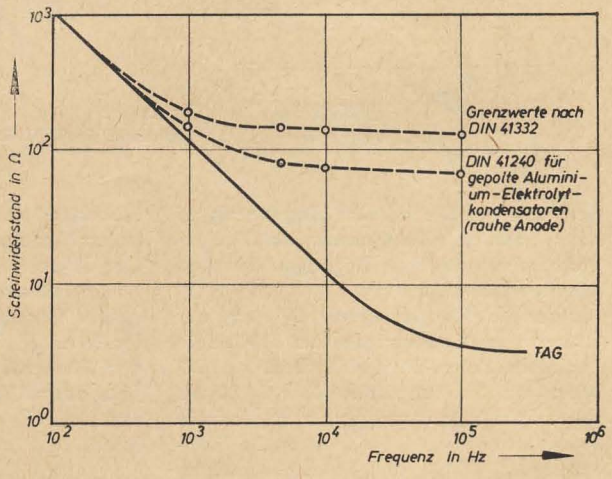


Bild 3: Frequenzabhängigkeit des Scheinwiderstandes von Elektrolytkondensatoren (1,5 μF, 35 V) bei + 20 °C

Das Jahresmittel der zulässigen relativen Luftfeuchte beträgt $\leqq 65\%$, Höchstwert an maximal 60 Tagen im Jahr $\leqq 85\%$, sonst maximal 75%.

Im Bild 2 ist die Temperaturabhängigkeit der Kapazität und des Verlustfaktors dargestellt. Aus Bild 3 geht die typische Frequenzabhängigkeit des Scheinwiderstands hervor. Eingezeichnet sind auch die Grenzwerte für gepolte Aluminium-Elektrolytkondensatoren mit rauhen Anoden für gewöhnliche und für erhöhte Anforderungen. Vergleicht man die Scheinwiderstandswerte für 10 kHz bei + 20 und — 25 °C miteinander, so liegen die Tieftemperaturwerte der Aluminium-Elektrolytkondensatoren um den Faktor 20 bis 25, die der TAG-Kondensatoren jedoch nur um den Faktor 2 höher. Der Reststrom bleibt bei + 20 °C unter

$$I_R = 0{,}05\, C_N U_N \text{ oder } 2\ \mu A,$$

wobei der größere von beiden Werten gilt. Bei Dauerversuchen (+ 85 °C, Nennspannungsbelastung) zur Ermittlung des Langzeitverhaltens änderten sich die Kapazitätswerte nach 2000 Stunden um $< \pm 5\%$, während der Verlustfaktor konstant blieb und der Reststrom die Anfangswerte nicht überschritt.

Mit diesem neuen Tantal-Festelektrolytkondensator wurde für die Entwicklung und Herstellung von Geräten der Unterhaltungselektronik, aber auch – wenn die Klimabedingungen es zulassen – für die kommerzielle Technik ein neues Bauelement geschaffen, das einen gegenüber den Aluminium - Naßelektrolytkondensatoren erweiterten Temperaturbereich und ein besseres Frequenzverhalten besitzt und dessen Reststrom auch bei Lagerung stabil bleibt.

Aus SEL-Nachrichten 13 (1965), H. 1, S. 43/44

4. Umkehrbare und symmetrische Vierpole

Enthält ein Vierpol keine aktiven, sondern nur passive, lineare Bauelemente, so ist der Vierpol umkehrbar.
Für ihn gilt

$$|\mathfrak{A}| = 1 \quad \text{oder auch} \quad \mathfrak{Z}_{12} = -\mathfrak{Z}_{21} \tag{8}$$

Damit ist ein umkehrbarer Vierpol mit drei Elementen eindeutig bestimmt.
Ein Vierpol heißt symmetrisch, wenn Ein- und Ausgangsklemmen vertauschbar sind, ohne daß sich dabei die Vierpolmatrizen ändern.
Es gilt dann

$$|\mathfrak{A}| = 1 \text{ und } \mathfrak{A}_{11} = \mathfrak{A}_{22} \text{ oder auch}$$

$$\mathfrak{Z}_{12} = -\mathfrak{Z}_{21} \text{ und } \mathfrak{Z}_{11} = -\mathfrak{Z}_{22}$$

Ein symmetrischer Vierpol ist mit zwei Elementen eindeutig bestimmt.

5. Beziehungen der Matrizen untereinander

Da alle Matrizenformen mathematisch vollkommen gleichwertig sind, ist es möglich, je nach Aufgabenstellung eine Form in die andere zu überführen. Die Beziehungen der Matrizen untereinander gibt Tabelle 2 an.
Aus der eindeutigen Zuordnung der Matrizen untereinander resultiert auch die Zuordnung der Determinanten der Matrizen. Tabelle 3 gibt die Beziehungen zwischen den Determinanten an.

6. Einige elementare Vierpolmatrizen

Die Elemente einfacher Vierpole können mit Hilfe von Maschengleichungen oder über ihre Definition bestimmt werden. Komplizierte Vierpole müssen erst auf einfachere zurückgeführt werden.
Tabelle 4 gibt die Gleichungen für einige Grundvierpole an.

Tabelle 3: Beziehungen der Determinanten untereinander

	$\lvert\mathfrak{Z}\rvert$	$\lvert\mathfrak{Y}\rvert$	$\lvert\mathfrak{D}\rvert$	$\lvert\mathfrak{G}\rvert$	$\lvert\mathfrak{A}\rvert$
$\lvert\mathfrak{Z}\rvert$	$\lvert\mathfrak{Z}\rvert$	$\frac{1}{\lvert\mathfrak{Y}\rvert}$	$\frac{\mathfrak{D}_{12}}{\mathfrak{D}_{21}}$	$\frac{\mathfrak{G}_{21}}{\mathfrak{G}_{12}}$	$-\frac{\mathfrak{A}_{12}}{\mathfrak{A}_{21}}$
$\lvert\mathfrak{Y}\rvert$	$\frac{1}{\lvert\mathfrak{Z}\rvert}$	$\lvert\mathfrak{Y}\rvert$	$\frac{\mathfrak{D}_{21}}{\mathfrak{D}_{12}}$	$\frac{\mathfrak{G}_{12}}{\mathfrak{G}_{21}}$	$-\frac{\mathfrak{A}_{21}}{\mathfrak{A}_{12}}$
$\lvert\mathfrak{D}\rvert$	$-\frac{\mathfrak{Z}_{11}}{\mathfrak{Z}_{22}}$	$-\frac{\mathfrak{Y}_{22}}{\mathfrak{Y}_{11}}$	$\lvert\mathfrak{D}\rvert$	$\frac{1}{\lvert\mathfrak{G}\rvert}$	$\frac{\mathfrak{A}_{11}}{\mathfrak{A}_{22}}$
$\lvert\mathfrak{G}\rvert$	$-\frac{\mathfrak{Z}_{22}}{\mathfrak{Z}_{11}}$	$-\frac{\mathfrak{Y}_{11}}{\mathfrak{Y}_{22}}$	$\frac{1}{\lvert\mathfrak{D}\rvert}$	$\lvert\mathfrak{G}\rvert$	$\frac{\mathfrak{A}_{22}}{\mathfrak{A}_{11}}$
$\lvert\mathfrak{A}\rvert$	$-\frac{\mathfrak{Z}_{12}}{\mathfrak{Z}_{21}}$	$-\frac{\mathfrak{Y}_{12}}{\mathfrak{Y}_{21}}$	$\frac{\mathfrak{D}_{11}}{\mathfrak{D}_{22}}$	$\frac{\mathfrak{G}_{11}}{\mathfrak{G}_{22}}$	$\lvert\mathfrak{A}\rvert$

Tabelle 2: Beziehungen der Matrizen untereinander

	$\mathfrak{Z}$	$\mathfrak{Y}$	$\mathfrak{D}$	$\mathfrak{G}$	$\mathfrak{A}$
$\mathfrak{Z}$	$\begin{pmatrix} \mathfrak{Z}_{11} & \mathfrak{Z}_{12} \\ \mathfrak{Z}_{21} & \mathfrak{Z}_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{\mathfrak{Y}_{22}}{\lvert\mathfrak{Y}\rvert} & -\frac{\mathfrak{Y}_{12}}{\lvert\mathfrak{Y}\rvert} \\ -\frac{\mathfrak{Y}_{21}}{\lvert\mathfrak{Y}\rvert} & \frac{\mathfrak{Y}_{11}}{\lvert\mathfrak{Y}\rvert} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -\frac{\lvert\mathfrak{D}\rvert}{\mathfrak{D}_{21}} & \frac{\mathfrak{D}_{11}}{\mathfrak{D}_{21}} \\ -\frac{\mathfrak{D}_{22}}{\mathfrak{D}_{21}} & \frac{1}{\mathfrak{D}_{21}} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{1}{\mathfrak{G}_{12}} & -\frac{\mathfrak{G}_{11}}{\mathfrak{G}_{12}} \\ \frac{\mathfrak{G}_{22}}{\mathfrak{G}_{12}} & -\frac{\lvert\mathfrak{G}\rvert}{\mathfrak{G}_{12}} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{\mathfrak{A}_{11}}{\mathfrak{A}_{21}} & -\frac{\lvert\mathfrak{A}\rvert}{\mathfrak{A}_{21}} \\ \frac{1}{\mathfrak{A}_{21}} & -\frac{\mathfrak{A}_{22}}{\mathfrak{A}_{21}} \end{pmatrix}$
$\mathfrak{Y}$	$\begin{pmatrix} \frac{\mathfrak{Z}_{22}}{\lvert\mathfrak{Z}\rvert} & -\frac{\mathfrak{Z}_{12}}{\lvert\mathfrak{Z}\rvert} \\ -\frac{\mathfrak{Z}_{21}}{\lvert\mathfrak{Z}\rvert} & \frac{\mathfrak{Z}_{11}}{\lvert\mathfrak{Z}\rvert} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \mathfrak{Y}_{11} & \mathfrak{Y}_{12} \\ \mathfrak{Y}_{21} & \mathfrak{Y}_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{1}{\mathfrak{D}_{12}} & -\frac{\mathfrak{D}_{11}}{\mathfrak{D}_{12}} \\ \frac{\mathfrak{D}_{22}}{\mathfrak{D}_{12}} & -\frac{\lvert\mathfrak{D}\rvert}{\mathfrak{D}_{12}} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -\frac{\lvert\mathfrak{G}\rvert}{\mathfrak{G}_{21}} & \frac{\mathfrak{G}_{11}}{\mathfrak{G}_{21}} \\ \frac{\mathfrak{G}_{22}}{\mathfrak{G}_{21}} & \frac{1}{\mathfrak{G}_{21}} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{\mathfrak{A}_{22}}{\mathfrak{A}_{12}} & -\frac{\lvert\mathfrak{A}\rvert}{\mathfrak{A}_{12}} \\ \frac{1}{\mathfrak{A}_{12}} & -\frac{\mathfrak{A}_{11}}{\mathfrak{A}_{12}} \end{pmatrix}$
$\mathfrak{D}$	$\begin{pmatrix} \frac{\mathfrak{Z}_{12}}{\mathfrak{Z}_{22}} & \frac{\lvert\mathfrak{Z}\rvert}{\mathfrak{Z}_{22}} \\ \frac{1}{\mathfrak{Z}_{22}} & -\frac{\mathfrak{Z}_{21}}{\mathfrak{Z}_{22}} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -\frac{\mathfrak{Y}_{12}}{\mathfrak{Y}_{11}} & \frac{1}{\mathfrak{Y}_{11}} \\ \frac{\lvert\mathfrak{Y}\rvert}{\mathfrak{Y}_{11}} & \frac{\mathfrak{Y}_{21}}{\mathfrak{Y}_{11}} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \mathfrak{D}_{11} & \mathfrak{D}_{12} \\ \mathfrak{D}_{21} & \mathfrak{D}_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{\mathfrak{G}_{11}}{\lvert\mathfrak{G}\rvert} & -\frac{\mathfrak{G}_{21}}{\lvert\mathfrak{G}\rvert} \\ -\frac{\mathfrak{G}_{12}}{\lvert\mathfrak{G}\rvert} & \frac{\mathfrak{G}_{22}}{\lvert\mathfrak{G}\rvert} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{\lvert\mathfrak{A}\rvert}{\mathfrak{A}_{22}} & \frac{\mathfrak{A}_{12}}{\mathfrak{A}_{22}} \\ -\frac{\mathfrak{A}_{21}}{\mathfrak{A}_{22}} & \frac{1}{\mathfrak{A}_{22}} \end{pmatrix}$
$\mathfrak{G}$	$\begin{pmatrix} -\frac{\mathfrak{Z}_{12}}{\mathfrak{Z}_{11}} & \frac{1}{\mathfrak{Z}_{11}} \\ \frac{\lvert\mathfrak{Z}\rvert}{\mathfrak{Z}_{11}} & \frac{\mathfrak{Z}_{21}}{\mathfrak{Z}_{11}} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{\mathfrak{Y}_{12}}{\mathfrak{Y}_{22}} & \frac{\lvert\mathfrak{Y}\rvert}{\mathfrak{Y}_{22}} \\ \frac{1}{\mathfrak{Y}_{22}} & -\frac{\mathfrak{Y}_{21}}{\mathfrak{Y}_{22}} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{\mathfrak{D}_{11}}{\lvert\mathfrak{D}\rvert} & -\frac{\mathfrak{D}_{21}}{\lvert\mathfrak{D}\rvert} \\ -\frac{\mathfrak{D}_{12}}{\lvert\mathfrak{D}\rvert} & \frac{\mathfrak{D}_{22}}{\lvert\mathfrak{D}\rvert} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \mathfrak{G}_{11} & \mathfrak{G}_{12} \\ \mathfrak{G}_{21} & \mathfrak{G}_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{\lvert\mathfrak{A}\rvert}{\mathfrak{A}_{11}} & \frac{\mathfrak{A}_{21}}{\mathfrak{A}_{11}} \\ -\frac{\mathfrak{A}_{12}}{\mathfrak{A}_{11}} & \frac{1}{\mathfrak{A}_{11}} \end{pmatrix}$
$\mathfrak{A}$	$\begin{pmatrix} \frac{\mathfrak{Z}_{11}}{\mathfrak{Z}_{21}} & -\frac{\lvert\mathfrak{Z}\rvert}{\mathfrak{Z}_{21}} \\ \frac{1}{\mathfrak{Z}_{21}} & -\frac{\mathfrak{Z}_{22}}{\mathfrak{Z}_{21}} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -\frac{\mathfrak{Y}_{22}}{\mathfrak{Y}_{21}} & \frac{1}{\mathfrak{Y}_{21}} \\ -\frac{\lvert\mathfrak{Y}\rvert}{\mathfrak{Y}_{21}} & \frac{\mathfrak{Y}_{11}}{\mathfrak{Y}_{21}} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{\lvert\mathfrak{D}\rvert}{\mathfrak{D}_{22}} & \frac{\mathfrak{D}_{12}}{\mathfrak{D}_{22}} \\ -\frac{\mathfrak{D}_{21}}{\mathfrak{D}_{22}} & \frac{1}{\mathfrak{D}_{22}} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{1}{\mathfrak{G}_{22}} & -\frac{\mathfrak{G}_{21}}{\mathfrak{G}_{22}} \\ \frac{\mathfrak{G}_{12}}{\mathfrak{G}_{22}} & \frac{\lvert\mathfrak{G}\rvert}{\mathfrak{G}_{22}} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \mathfrak{A}_{11} & \mathfrak{A}_{12} \\ \mathfrak{A}_{21} & \mathfrak{A}_{22} \end{pmatrix}$

Tabelle 4: Matrizen einiger elementarer Vierpole

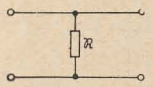
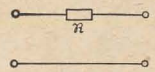
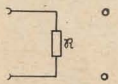
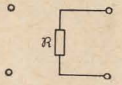
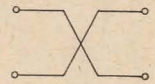
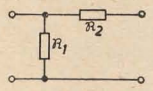
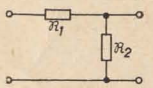
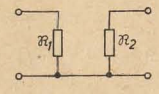
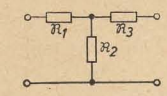
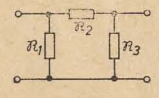
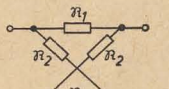
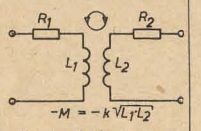
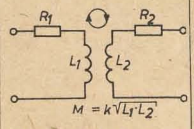
Schaltung	Widerstandmatrix $\mathfrak{Z}$	Leitwertmatrix $\mathfrak{Y}$	Reihenparallelmatrix $\mathfrak{D}$	Parallelreihenmatrix $\mathfrak{G}$	Kettenmatrix $\mathfrak{A}$
 Querleitwert	$\begin{pmatrix} \mathfrak{R} & -\mathfrak{R} \\ \mathfrak{R} & -\mathfrak{R} \end{pmatrix}$	existiert nicht	$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{\mathfrak{R}} & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & \frac{1}{\mathfrak{R}} \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\mathfrak{R}} & 1 \end{pmatrix}$
 Längs-widerstand:	existiert nicht	$\begin{pmatrix} \frac{1}{\mathfrak{R}} & -\frac{1}{\mathfrak{R}} \\ \frac{1}{\mathfrak{R}} & -\frac{1}{\mathfrak{R}} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & \mathfrak{R} \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\mathfrak{R} & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & \mathfrak{R} \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$
	existiert nicht	$\begin{pmatrix} \frac{1}{\mathfrak{R}} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & \mathfrak{R} \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$	existiert nicht	existiert nicht
	existiert nicht	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\mathfrak{R}} \end{pmatrix}$	existiert nicht	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ -\mathfrak{R} & 0 \end{pmatrix}$	existiert nicht
 Kreuz-verbindung	existiert nicht	existiert nicht	$\begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix}$
 Halbglied π T	$\begin{pmatrix} \mathfrak{R}_1 & -\mathfrak{R}_1 \\ \mathfrak{R}_1 & -(\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2) \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{1}{\mathfrak{R}_1}+\frac{1}{\mathfrak{R}_2} & -\frac{1}{\mathfrak{R}_2} \\ \frac{1}{\mathfrak{R}_2} & -\frac{1}{\mathfrak{R}_2} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{\mathfrak{R}_1}{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2} & \frac{\mathfrak{R}_1\cdot\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2} \\ \frac{-1}{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2} & \frac{1}{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & \frac{1}{\mathfrak{R}_1} \\ -\mathfrak{R}_2 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & \mathfrak{R}_2 \\ \frac{1}{\mathfrak{R}_1} & \frac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1}+1 \end{pmatrix}$
 Halbglied T π	$\begin{pmatrix} \mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2 & -\mathfrak{R}_2 \\ \mathfrak{R}_2 & -\mathfrak{R}_2 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{1}{\mathfrak{R}_1} & -\frac{1}{\mathfrak{R}_1} \\ \frac{1}{\mathfrak{R}_1} & -\left(\frac{1}{\mathfrak{R}_1}+\frac{1}{\mathfrak{R}_2}\right) \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & \mathfrak{R}_1 \\ -\frac{1}{\mathfrak{R}_2} & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{+\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2} & \frac{1}{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2} \\ -\frac{\mathfrak{R}_1\cdot\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2} & \frac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1+\frac{\mathfrak{R}_1}{\mathfrak{R}_2} & \mathfrak{R}_1 \\ \frac{1}{\mathfrak{R}_2} & 1 \end{pmatrix}$

Tabelle 4: Matrizen einiger elementarer Vierpole (Fortsetzung)

Schaltung	Widerstandmatrix $\mathfrak{Z}$	Leitwertmatrix $\mathfrak{Y}$	Reihenparallelmatrix $\mathfrak{D}$	Parallelreihenmatrix $\mathfrak{G}$	Kettenmatrix $\mathfrak{A}$
 U-Schaltung	$\begin{pmatrix} \mathfrak{R}_1 & 0 \\ 0 & -\mathfrak{R}_2 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{1}{\mathfrak{R}_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\mathfrak{R}_2} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & \mathfrak{R}_1 \\ -\frac{1}{\mathfrak{R}_2} & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{\mathfrak{R}_1} \\ -\mathfrak{R}_2 & 0 \end{pmatrix}$	existiert nicht
 T-Schaltung	$\begin{pmatrix} \mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2 & -\mathfrak{R}_2 \\ \mathfrak{R}_2 & -(\mathfrak{R}_2+\mathfrak{R}_3) \end{pmatrix}$	$\frac{1}{\mathfrak{R}_1\cdot\mathfrak{R}_2+\mathfrak{R}_2\cdot\mathfrak{R}_3+\mathfrak{R}_1\cdot\mathfrak{R}_3}\begin{pmatrix} \mathfrak{R}_2+\mathfrak{R}_3 & -\mathfrak{R}_2 \\ \mathfrak{R}_2 & -(\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2) \end{pmatrix}$	$\frac{1}{\mathfrak{R}_2+\mathfrak{R}_3}\begin{pmatrix} \mathfrak{R}_2 & \mathfrak{R}_1\cdot\mathfrak{R}_2+\mathfrak{R}_1\cdot\mathfrak{R}_3+\mathfrak{R}_2\cdot\mathfrak{R}_3 \\ -1 & \mathfrak{R}_2 \end{pmatrix}$	$\frac{1}{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2}\begin{pmatrix} +\mathfrak{R}_2 & 1 \\ -\mathfrak{R}_1\cdot\mathfrak{R}_2-\mathfrak{R}_1\cdot\mathfrak{R}_3-\mathfrak{R}_2\cdot\mathfrak{R}_3 & 2 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1+\frac{\mathfrak{R}_1}{\mathfrak{R}_2} & \mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_3+\frac{\mathfrak{R}_1\cdot\mathfrak{R}_3}{\mathfrak{R}_2} \\ \frac{1}{\mathfrak{R}_2} & \mathfrak{R}_1+\frac{\mathfrak{R}_3}{\mathfrak{R}_2} \end{pmatrix}$
 π-Schaltung	$\begin{pmatrix} \frac{\mathfrak{R}_1(\mathfrak{R}_2+\mathfrak{R}_3)}{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2+\mathfrak{R}_3} & \frac{-\mathfrak{R}_1\cdot\mathfrak{R}_3}{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2+\mathfrak{R}_3} \\ \frac{\mathfrak{R}_1\cdot\mathfrak{R}_3}{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2+\mathfrak{R}_3} & \frac{-\mathfrak{R}_3(\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2)}{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2+\mathfrak{R}_3} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1\cdot\mathfrak{R}_2} & -\frac{1}{\mathfrak{R}_2} \\ \frac{1}{\mathfrak{R}_2} & -\frac{\mathfrak{R}_2+\mathfrak{R}_3}{\mathfrak{R}_2\cdot\mathfrak{R}_3} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{\mathfrak{R}_1}{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2} & \frac{\mathfrak{R}_1\cdot\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2} \\ -\frac{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2+\mathfrak{R}_3}{\mathfrak{R}_3(\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2)} & \frac{\mathfrak{R}_1}{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{\mathfrak{R}_3}{\mathfrak{R}_2+\mathfrak{R}_3} & \frac{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2+\mathfrak{R}_3}{\mathfrak{R}_1(\mathfrak{R}_2+\mathfrak{R}_3)} \\ -\frac{\mathfrak{R}_2\cdot\mathfrak{R}_3}{\mathfrak{R}_2+\mathfrak{R}_3} & \frac{\mathfrak{R}_3}{\mathfrak{R}_2+\mathfrak{R}_3} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1+\frac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_3} & \mathfrak{R}_2 \\ \frac{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2+\mathfrak{R}_3}{\mathfrak{R}_1\cdot\mathfrak{R}_3} & 1+\frac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1} \end{pmatrix}$
 X-Schaltung (Brückenschaltung)	$\frac{1}{2}\begin{pmatrix} \mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2 & -(\mathfrak{R}_2-\mathfrak{R}_1) \\ \mathfrak{R}_2-\mathfrak{R}_1 & -(\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2) \end{pmatrix}$	$\frac{1}{2\cdot\mathfrak{R}_1\cdot\mathfrak{R}_2}\begin{pmatrix} \mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2 & -(\mathfrak{R}_2-\mathfrak{R}_1) \\ \mathfrak{R}_2-\mathfrak{R}_1 & -(\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2) \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{\mathfrak{R}_2-\mathfrak{R}_1}{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2} & \frac{2\cdot\mathfrak{R}_1\cdot\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2} \\ \frac{-2}{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2} & \frac{\mathfrak{R}_2-\mathfrak{R}_1}{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{\mathfrak{R}_2-\mathfrak{R}_1}{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2} & \frac{2}{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2} \\ \frac{-2\cdot\mathfrak{R}_1\cdot\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2} & \frac{\mathfrak{R}_2-\mathfrak{R}_1}{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_2-\mathfrak{R}_1} & \frac{2\cdot\mathfrak{R}_1\cdot\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_2-\mathfrak{R}_1} \\ \frac{2}{\mathfrak{R}_2-\mathfrak{R}_1} & \frac{\mathfrak{R}_1+\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_2-\mathfrak{R}_1} \end{pmatrix}$
 Verlustbehafteter Lufttransformator mit Streuung bei gegensinniger Kopplung	$\begin{pmatrix} \mathfrak{R}_1+j\omega L_1 & -j\omega M \\ j\omega M & -(\mathfrak{R}_2+j\omega L_2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathfrak{R}_1 & -\mathfrak{M} \\ \mathfrak{M} & -\mathfrak{R}_2 \end{pmatrix}$	$\frac{1}{\mathfrak{R}_1\cdot\mathfrak{R}_2-\mathfrak{M}^2}\begin{pmatrix} \mathfrak{R}_2 & -\mathfrak{M} \\ \mathfrak{M} & -\mathfrak{R}_1 \end{pmatrix}$	$\frac{1}{\mathfrak{R}_2}\begin{pmatrix} \mathfrak{M} & \mathfrak{R}_1\cdot\mathfrak{R}_2-\mathfrak{M}^2 \\ -1 & \mathfrak{M} \end{pmatrix}$	$\frac{1}{\mathfrak{R}_1}\begin{pmatrix} \mathfrak{M} & 1 \\ -(\mathfrak{R}_1\cdot\mathfrak{R}_2-\mathfrak{M}^2) & \mathfrak{M} \end{pmatrix}$	$\frac{1}{\mathfrak{M}}\begin{pmatrix} \mathfrak{R}_1 & \mathfrak{R}_1\cdot\mathfrak{R}_2-\mathfrak{M}^2 \\ 1 & \mathfrak{R}_2 \end{pmatrix}$
 Verlustbehafteter Lufttransformator mit Streuung bei gleichsinniger Kopplung	$\begin{pmatrix} \mathfrak{R}_1+j\omega L & j\omega M \\ -j\omega M & -(\mathfrak{R}_2+j\omega L_2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathfrak{R}_1 & \mathfrak{M} \\ -\mathfrak{M} & -\mathfrak{R}_2 \end{pmatrix}$	$\frac{1}{\mathfrak{M}^2-\mathfrak{R}_1\cdot\mathfrak{R}_2}\begin{pmatrix} -\mathfrak{R}_2 & -\mathfrak{M} \\ \mathfrak{M} & \mathfrak{R}_1 \end{pmatrix}$	$\frac{1}{\mathfrak{R}_2}\begin{pmatrix} -\mathfrak{M} & \mathfrak{R}_1\cdot\mathfrak{R}_2-\mathfrak{M}^2 \\ -1 & -\mathfrak{M} \end{pmatrix}$	$\frac{1}{\mathfrak{R}_1}\begin{pmatrix} -\mathfrak{M} & 1 \\ -(\mathfrak{R}_1\cdot\mathfrak{R}_2-\mathfrak{M}^2) & -\mathfrak{M} \end{pmatrix}$	$\frac{1}{\mathfrak{M}}\begin{pmatrix} -\mathfrak{R}_1 & \mathfrak{M}^2-\mathfrak{R}_1\cdot\mathfrak{R}_2 \\ -1 & -\mathfrak{R}_2 \end{pmatrix}$

Der Transistorempfänger (1)

Prüfen – Abgleich – Reparatur

Die Reparaturhinweise, die unter der Rubrik „Aus der Reparaturpraxis" veröffentlicht werden, erfreuen sich bei unseren Lesern großer Beliebtheit. Das beweisen zahlreiche Leserzuschriften. Wir wurden jedoch gebeten, mehr über Probleme zu berichten, die bei der Reparatur von Transistorempfängern auftreten. Aus diesem Grunde beginnen wir in diesem Heft zusätzlich mit einem Fortsetzungsbeitrag unseres Autors Bernhard Pabst, in dem alle Probleme behandelt werden, die bei Prüf-, Abgleich- und Reparaturarbeiten an Transistorempfängern auftreten. Die Reparaturhinweise in der üblichen Form werden davon nicht berührt, so daß wir teilweise den Umfang verdoppeln werden. *D. Red.*

Allgemeine Prüfung des Transistorempfängers

Einleitung

Ohne „graue Theorie" soll diese Beitragsreihe wichtige Grundkenntnisse für die Transistor-Reparaturpraxis dem bereits mit Röhrenempfängern vertrauten Rundfunkmechaniker vermitteln. Denn ohne gewisse praktische Kenntnisse können Reparaturen von Transistorempfängern nicht oder nur unbefriedigend ausgeführt werden. Die elementaren Kenntnisse über den Aufbau, den Umgang und die Arbeitsweise eines Transistors sowie die richtige Deutung der Betriebsspannungen an seinen Elektroden bilden die Grundlage zur Fehlersuche im transistorbestückten Empfänger; sie müssen jedem Reparateur bekannt sein. Besitzt man erst einmal die notwendigen Elementarkenntnisse und einige Erfahrungen dazu, so sind die Reparaturen von Transistorempfängern ebenso einfach wie die der Röhrenempfänger. Eine systematische Fehlersuche bei Transistorempfängern und eine fachgerechte Ausführung ihrer Reparatur ist dann gewährleistet.

Die für die Röhrenempfänger erforderlichen Prüf- und Meßgeräte eignen sich prinzipiell auch für Transistorempfänger – mit wenigen Ausnahmen auch die Meß- und Prüfmethoden. Lediglich an die Meßinstrumente für Spannungs- und Strommessungen sind andere Anforderungen zu stellen. Die bei Röhrenempfängern benutzten Strommesser haben oft einen zu hohen Innenwiderstand und die Spannungsmesser nicht die passenden kleinen Meßbereiche.

Während man beim Röhrenempfänger den Betriebszustand u. a. an der glühenden Katode oder den Wärmegrad der Röhren erkennen kann, sagen die Transistoren beim Transistorempfänger darüber nichts aus. Sie arbeiten ohne Heizung und sind jederzeit nach dem Einschalten sofort betriebsbereit. Dieser Umstand muß vor allem dann beachtet werden, wenn eine Fehlersuche mit einem Leitungsprüfer oder Ohmmeter mit eingebauter Batterie nach der Methode der Widerstandsmessung durchgeführt werden soll. Beim Antasten der entsprechenden Punkte einer Schaltung reagieren die Transistoren auch im ausgeschalteten Zustand des Empfängers sofort auf die Spannung des Leitungsprüfers oder Ohmmeters, was unweigerlich zu Fehlschlüssen führen kann. Außerdem sind die Transistoren hierbei gefährdet.

Die Batteriespannung des für diese Prüfung verwendeten Ohmmeters darf nicht höher sein als die zulässige Sperrspannung des zu prüfenden Transistors. Von einer Fehlersuche nach der Methode „Widerstandsmessung" sollte man absehen und unumgängliche Durchgangskontrollen nur unter besonderer Beachtung der hierbei entstehenden Fehlschlüsse und Nachteile durchführen. Am besten untersucht man die Bauelemente in einer Transistorschaltung, indem man sie einseitig auslötet.

Transistoren reagieren auf Ströme aus dem Lichtnetz, die beim Löten ohne Schutzmaßnahmen (Trenntrafo, Schutzerdung usw.) in die Schaltung eines Empfängers gelangen können, sowie auf Wärme, die beim Löten durch Annäherung des Lötkolbens im Betriebszustand auf sie einwirkt. Sie ändern ihre Eigenschaften mit der Temperatur ihres Systems.

Die Zahl der in einem Halbleiter beweglichen Ladungsträger steigt mit der Temperatur des Halbleiters. Man kann damit rechnen, daß zu 10 °C Temperaturzunahme ein Stromanstieg um den Faktor 2,2 erfolgt, ganz gleich, ob es sich um die Erwärmung durch den Betriebsstrom oder durch die Umgebungstemperatur handelt. Als Beispiel dient die Erwärmung eines im Betrieb befindlichen Transistors von + 20 °C auf + 32 °C durch Anfassen, wobei der Kollektorruhestrom von z. B. 0,8 mA auf ungefähr 1,6 mA anstieg. Diese Kenntnisse sind notwendig, um die Kühlungsmaßnahmen verstehen zu können und sie bei einer Reparatur nicht zu vernachlässigen.

Abschließend sei erwähnt, daß auch für die Reparatur von Transistorempfängern Erfahrungen gehören, die aber schnell erworben sind.

Grundsätzliches über Transistoren

Veranschaulichung des pnp-Transistors durch zwei Dioden

Man unterscheidet beim Transistor zwei Sperrschichten, und zwar die Emittersperrschicht zwischen Emitterzone und Basiszone sowie die Kollektorsperrschicht zwischen Basiszone und Kollektorzone, was auch durch zwei Halbleiterdioden dargestellt werden kann (Bild 1a). Wie bei den Halbleiterdioden haben auch beim Transistor die Sperrschichten eine Ventilwirkung. Man spricht deshalb beim Transistor auch vom Emitter- und Kollektorventil oder von der Emitter- und Kollektordiode.

Selbstverständlich ergibt die Ersatzschaltung mit zwei Dioden nach Bild 1a) keinen Transistor; sie soll lediglich die Ventilwirkung zeigen und bereits auf die Unmöglichkeit der Durchführung einer Fehlersuche im Transistorempfänger mittels Widerstandsmessung hinweisen.

Die Emitter-Basisdiodenstrecke des pnp-Transistors arbeitet also in Durchlaßrichtung und die Kollektor-Basisdiodenstrecke

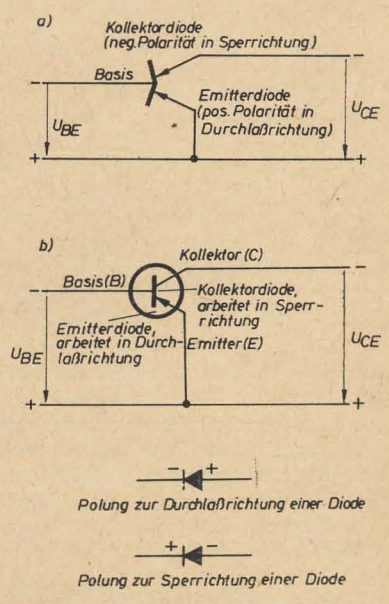


Bild 1: Darstellung des pnp-Transistors durch zwei Dioden a) und die durch die Polarität der Betriebsspannung zustande kommende Durchlaß- und Sperrichtung b)

in Sperrichtung, wie die anliegende Polarität der Betriebsspannungen im Bild 1b zeigt.

Schaltzeichen

Den Emitteranschluß unterscheidet man beim pnp-Transistor durch eine Pfeilspitze in Richtung auf den Basisstrich (Bild 2a) vom Kollektoranschluß; beim npn-Transistor zeigt die Pfeilspitze des Emitteranschlusses in umgekehrter Richtung (Bild 2b).

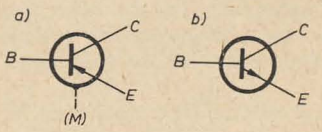


Bild 2:
Schaltzeichen eines pnp- (a) und npn-Transistors (b)

Der umschließende Kreis stellt das Gehäuse dar und hebt das Schaltzeichen aus einer Transistor-Empfängerschaltung deutlich hervor. Ein mit dem Kreis verbundener Anschlußstrich weist auf den Masseanschluß des betreffenden Transistors hin.

Grundschaltungen

Ebenso wie für die Röhre gibt es auch für den Transistor drei Grundschaltungen (Bild 3).

1. Emitterschaltung (entspricht der Katodenbasisschaltung der Röhre)
2. Basisschaltung (entspricht der Gitterbasisschaltung der Röhre)
3. Kollektorschaltung (entspricht der Anodenbasisschaltung der Röhre).

Somit entsprechen
der Kollektor des Transistors der Anode der Röhre,
die Basis des Transistors dem Gitter der Röhre und
der Emitter des Transistors der Katode der Röhre (Bild 4).
Folglich liefert beim Transistor der Emitter die Ladungsträger, während die Basis als Steuerelektrode dient und über den Kollektor die Ladungsträger abgenommen werden.

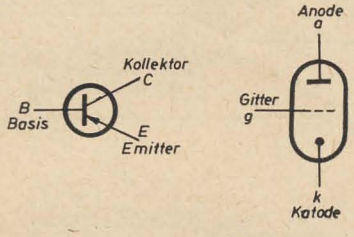


Bild 4: Vergleich der Elektroden des pnp-Transistors mit den Elektroden der Röhre (Triode)

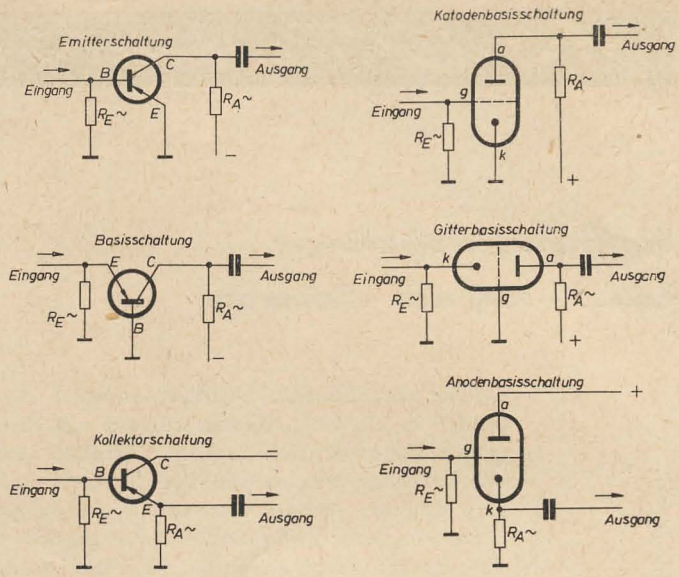
Der wesentliche Unterschied zwischen Transistor und Röhre besteht darin, daß zur Steuerung beim Transistor ein verhältnismäßig geringer Strom und damit auch eine gewisse Leistung erforderlich ist, während die Steuerung bei einer Röhre im allgemeinen ohne jeden Leistungsbedarf erfolgt.

Vergleich zwischen Transistor und Elektronenröhre

Der Transistor weist gegenüber der Elektronenröhre viele Vorteile auf. Bei ihm sind keine Teile dem Verschleiß ausgesetzt wie z. B. bei der Röhre der Heizfaden bzw. die Katode. Infolge des fehlenden Heizfadens entwickelt er bedeutend weniger Wärme. Er ist nach dem Einschalten sofort betriebsbereit. Sein Leistungsverbrauch ist sehr gering. Seine Abmessungen sind sehr klein. Sein Aufbau ist mechanisch unempfindlicher und seine Lebensdauer theoretisch fast unbeschränkt.

Vergleicht man die Polarität der Betriebsspannung an den Elektroden der Elektronenröhre mit der an einem pnp-Transistor, so liegt an dem mit der Anode vergleichbaren Kollektor nicht der Pluspol der Betriebsspannungsquelle wie bei der Anode der Elektronenröhre, sondern der Minuspol derselben an.
Beim npn-Transistor hingegen liegt sie mit derselben Polarität wie bei der Elektronenröhre an.
Röhren sind „hochohmiger" und arbeiten mit höheren Betriebsspannungen (etwa 100···250 V) bei verhältnismäßig kleinen Betriebsströmen (etwa 0,1···100 mA), während Transistoren nur kleine Betriebsspannungen (etwa 1···30 V) bei relativ hohen Strömen (etwa 1 mA··· > 1 A) benötigen.
Die Steuerung der Elektronenröhre erfolgt fast ausschließlich leistungslos durch eine Steuerspannung, während der Transistor zur Steuerung einen Strom und damit auch eine gewisse Leistung gebraucht.
Infolge des niederohmigen Charakters der Transistoren findet man in Transistorempfängerschaltungen vorwiegend kleine Widerstandswerte und große Kapazitätswerte für Koppelkondensatoren.

Bild 3:
Vergleich der drei Signal-Grundschaltungen des pnp-Transistors und der Elektronenröhre (Triode)

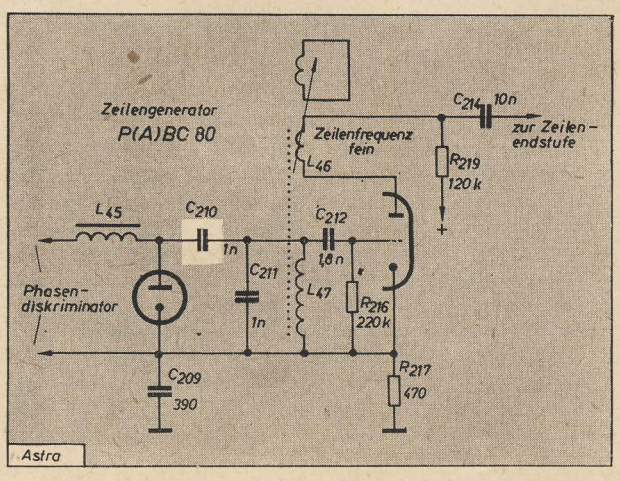


Übersicht über die wichtigsten Eigenschaften der drei Transistor-Grundschaltungen

	Emitterschaltung	Basisschaltung	Kollektorschaltung
Eingangswiderstand	10 Ω···10 kΩ	einige zehn Ohm $\left(\frac{1}{\beta}\right.$ mal Wert für Emitterschaltung$\left.\right)$	einige hundert Kiloohm (β mal Lastwiderstand)
Ausgangswiderstand	einige zehn Kiloohm	einige hundert Kiloohm (β mal Wert für Emitterschaltung)	einige zehn bis einige hundert Ohm $\left(\frac{1}{\beta}\right.$ mal Generatorinnenwiderstand$\left.\right)$
erreichbare Stromverstärkung	10···200	wenig kleiner als 1	10···200
erreichbare Spannungsverstärkung	einige hundert- bis einige tausendfach	einige hundert- bis einige tausendfach	wenig kleiner als 1
Leistungsverstärkung	10^3···10^4	10^2···10^3	10···200
obere Frequenzgrenze		etwa β mal so hoch wie für die Emitterschaltung	

Ausfall der Zeilensynchronisation beim TV-Empfänger „Astra"

Mit dem Zeilenfrequenzfeinregler ließ sich keine Synchronisation mehr erreichen. Ein Nachstellen des Grobreglers für die Zeilenfrequenz (Herausdrehen des Kerns von L_{45}) brachte zwar eine stabile Synchronisation, jedoch trat nach einer Betriebsdauer von mehreren Stunden der Defekt erneut auf. Zunächst wurden nun Impulstrennstufe, Phasendiskriminator und Sinusgenerator untersucht. Ein Auswechseln von $Rö_{12}$ (ECC 82) und $Rö_{13}$ (PABC 80) führte zu keinem positiven Ergebnis. Selbst die Verwendung eines Oszillografen brachte keinerlei Hinweise bezüglich des gesuchten Fehlers. Die Zeilensynchronisierimpulse ließen sich bis zur Phasenvergleichsröhre verfolgen. Zur Ermittlung des Fehlers wurde nun eine genaue Untersuchung des Sinusgenerators durchgeführt. Die Kondensatoren C_{211}, C_{210}, die Diode D_{13c} und die Spule L_{47} bilden zusammen einen Schwingkreis. Durch Änderung des Innenwiderstandes der D_{13c} kann der Einfluß von C_{210} auf die Frequenz des Sinusoszillators entsprechend geändert werden. Das geschieht durch die Steuerspannung des Phasendiskriminators. Dem Phasendiskriminator werden von Anode und Katode der $Rö_{12b}$ die Zeilensynchronimpulse zugeführt. Sie gelangen über C_{204}, C_{205} und R_{210} mit gleicher Amplitude, jedoch in Gegenphase, an die Doppeldiode der PABC 80, die als Vergleichsstufe für die indirekte Synchronisierung der Zeilenzerlegung arbeitet. Das Grundprinzip dieser indirekten Synchronisierung beruht darauf, daß die Steuerung des Sinusgenerators durch eine Gleichspannung stattfindet, deren Höhe und Polarität von dem Phasenunterschied zwischen den Synchronimpulsen und den der Zeilenfrequenz entsprechenden Vergleichsimpulsen abgeleitet ist. R_{217}, R_{216} und C_{212} wurden überprüft. Erst ein Auswechseln von C_{211} brachte eine Zeilensynchronisation bei normaler Stellung des Zeilenfrequenzgrobreglers. Das Gerät arbeitete wieder einwandfrei. Die Fehlerursache war eine während des Betriebes auftretende Kapazitätsänderung von C_{211} und damit verbunden eine Frequenzänderung des Sinusgenerators.



Bildausfall bei einem TV-Empfänger „Astra"

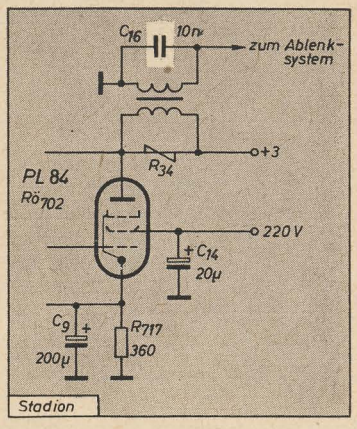
Während des Betriebes wurde das Bild ständig dunkler und verschwand schließlich völlig.

Die Hochspannung und die Heizung der DY 86 fehlten. Ein Pfeifen des Zeilengenerators ließ sich nicht wahrnehmen, jedoch glühte die Anode der Zeilenendröhre (PL 81) nicht. Ein Auswechseln der PABC 80 führte zu keinem positiven Ergebnis. Ebenso erfolglos blieb ein Überprüfen von R_{217}, R_{216}, C_{211} und C_{212}. Erst ein Auswechseln von C_{210} brachte wieder ein einwandfreies Arbeiten des Sinusgenerators, eine volle Aussteuerung der Zeilenendröhre und eine für den Betrieb des Gerätes ausreichende Hochspannung.

H. Hoffmann

Zu geringe Bildamplitude beim „Stadion"

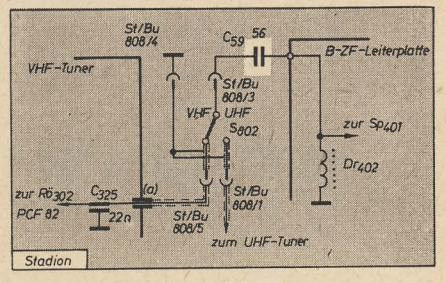
Vermutet wurde zunächst eine zu geringe Regelspannung (Schiene 4). Eine Kontrolle ergab, daß die Spannung in der vollen Höhe von 160 V vorhanden war. Ebenso stimmten die Schirmgitter- und Anodenspannung der $Rö_{702}$ PL 84. Ein versuchsweises Wechseln der Röhren $Rö_{701}$ ECC 82 und $Rö_{702}$ PL 84 blieb ohne Erfolg. Auch im Gegenkopplungszweig der Bildendröhre PL 84 konnte kein Fehler nachgewiesen werden. Daraufhin wurden die Bildimpulse mit dem Oszillografen überprüft. Bis zur Anode der Bildendröhre ergaben sich keine Abweichungen. An der Sekundärseite des Bildausgangstrafos



allerdings waren die Impulse stark verformt. Der Fehler war damit mit großer Wahrscheinlichkeit auf den Bildausgangstrafo, das Ablenksystem oder C_{16} zurückzuführen. Ein versuchsweises Ablöten von C_{16} 10 nF bestätigte die Vermutung. Die Bildablenkung war sofort in voller Größe vorhanden. Mit dem Ohmmeter konnte ein Feinschluß von C_{16} nachgewiesen werden. Der Kondensator wurde daraufhin durch einen neuen ersetzt, und das Gerät arbeitete wieder einwandfrei.

Schwaches und verrauschtes Bild beim „Stadion"

Die Antenne sowie die Anschlußleitung und Steckverbindung waren in Ordnung. Zunächst wurde ein Defekt am Kanalwähler vermutet. Das Wechseln der Röhren im Kanalwähler, $Rö_{301}$ PCC 88 und $Rö_{302}$ PCF 82, blieb ohne Erfolg, und eine Kontrolle der Betriebsspannungen ergab keinen Anhaltspunkt. Daraufhin wurden die ZF-Verstärker und die getastete Re-



gelung untersucht. Dabei wurde festgestellt, daß alle Betriebsspannungen in erforderlicher Höhe vorhanden waren. Der ZF-Verstärker arbeitete einwandfrei, war also keineswegs unempfindlich. Auch das versuchsweise Wechseln der $Rö_{501}$ PCL 84 blieb erfolglos.

Die Suche mußte sich also auf den Kanalwähler und die Verbindungen zur ZF-Platte beschränken. Bei der Überprüfung dieser Verbindungen erwies sich der Anschluß des Koppelkondensators C_{59} 56 pF an Punkt (K) der Bild-ZF-Leiterplatte als Fehlerursache (kalte Lötstelle mit hohem Übergangswiderstand).

S. Geiseler

Betrifft: Der neue Standard TGL 4615

In radio und fernsehen 14 (1965), H. 16, S. 501 wurde im Bild 2 die zulässige Verlustleistung von Schichtwiderständen in % der Nennverlustleistung in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur dargestellt.

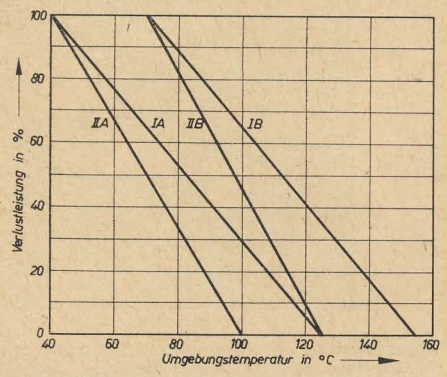


Bild 1: Zulässige Verlustleistung von Schichtwiderständen in % der Nennverlustleistung in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur

Diese grafische Darstellung wurde nochmals geringfügig korrigiert.
Wir bitten, das Diagramm Bild 1 zu verwenden.

D. Red.

Eingeschnürtes Bildraster beim „Start 2"

Ein Fernsehgerät „Start 2" zeigte zeitweise eine starke Einschnürung des Bildrasters (Bild 1), die manchmal mit einem Prasseln des Tones begleitet war.

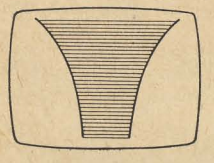
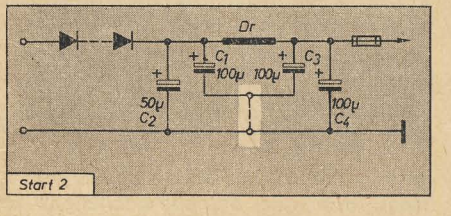


Bild 1:

Bild 2:



Zunächst wurde ein Wicklungsschluß der Horizontalablenkspulen der Bildröhre vermutet.
Nach Überprüfung des Netzteiles stellte sich jedoch ein lockerer Sitz des Doppelelkos C_1/C_3 heraus.
Dadurch ging der Anteil C_1 bzw. C_3 an Lade- bzw. Siebkapazität verloren, weiterhin wurde die Siebdrossel in ihrer Wirksamkeit stark gemindert.

W. Nestler

Kleine Kniffe zur Klangverbesserung bei Rundfunk- und Tonbandgeräten

Eine Anhebung bestimmter Frequenzen läßt sich im allgemeinen nur durch Absenken anderer Frequenzen durchführen. Daß man aber dazu durchaus nicht nur komplizierte Netzwerke verwenden muß, zeigt das Beispiel im Bild 1.
Bild 1 zeigt einen Schaltungsauszug eines NF-Teiles mit dem Lautstärkeregler. Legt man nun zwischen a und dem Zusatzabgriff einen Kondensator in der Größenanordnung von etwa 50···200 pF, so tritt eine Gegenkopplung der Mittellagen und der Tiefen auf. Die Anhebung wird um so größer sein, je näher der Schleifer nach Masse zu liegt. Mit der Größe des Kondensators kann die obere Grenzfrequenz der Höhenanhebung festgelegt werden. Bei einem Kondensator unter 100 pF werden nur die oberen Frequenzen angehoben; vergrößert man den Kondensator auf einige hundert pF, so ist zwar die Anhebung stärker zu hören, aber die obere Grenzfrequenz rutscht immer mehr nach unten.
Nachteilig ist bei dieser Schaltung, daß ein besonderes Potentiometer verwendet werden muß und daß die Wirksamkeit der Höhenanhebung beim Lautdrehen immer geringer wird, um bei voll aufgedrehtem Lautstärkeregler praktisch unwirksam zu sein. Der erste Nachteil läßt sich recht einfach beheben, da man auch ebensogut einen einfachen Regler mit nur drei Anschlüssen verwenden kann, man legt dann den Kondensator zwischen a und den Mittelabgriff.
Für den zweiten Nachteil, der auch bei Industriegeräten anzutreffen ist, gibt es einen Ausweg nach Bild 2. Allerdings setzt er einen NF-Teil mit einiger Verstärkungsreserve voraus. Der übliche NF-Teil mit der Triode der EABC 80 ist dazu unzureichend. Notfalls muß eine Stufe nachgesetzt werden. Im Bild 2 ist praktisch das Potentiometer durch eine feste Widerstandsanordnung ersetzt worden, so daß die Gegenkopplung unabhängig von der eingestellten Lautstärke einen festen Wert annimmt. Als Faustregel gilt hier, je größer R_1 und je kleiner R_2, desto wirkungsvoller fällt die Anhebung aus, aber auch gleichzeitig steigt der Verstärkungsverlust erheblich an. Die Größe des Kondensators sollte man nach eigenem Ermessen festlegen, wobei ein Kondensator von etwa 100 pF als Normalwert anzusehen ist. Dieses Schaltungsglied wird bei einem zweistufigen NF-Teil am besten gleich hinter dem Lautstärkeregler vor der ersten NF-Stufe eingefügt, bei einem dreistufigen NF-Teil zwischen erster und zweiter NF-Stufe.

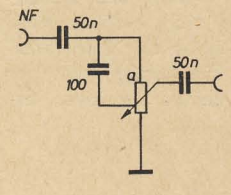


Bild 1: Höhenanhebung am Lautstärkeregler

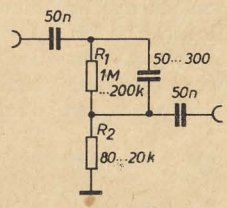


Bild 2: Höhenanhebung durch ein festes RC-Glied

Auch die Aufnahmequalität eines Magnetbandes läßt sich bezüglich der Aufnahme von hohen Frequenzen bedeutend verbessern. Man legt dazu nach Bild 3 einen Kondensator von 100 pF über den oberen Widerstand des Spannungsteilers. Bei Schaltungen, die nur einen Widerstand gegen Masse liegen haben, muß der Diodenausgang nach Bild 3 umgeändert werden. Diese Schaltung beeinflußt aber nur die oberen Frequenzen bei der Aufnahme.
Will man zusätzlich eine Verbesserung der oberen Frequenzen auch bei der Wiedergabe erzielen, so muß die Schaltung an eine Stelle des Bandgerätes gelegt werden, die sowohl für Aufnahme als auch für Wiedergabe in Funktion ist. Das ist zum Beispiel der Lautstärkeregler. Dazu läßt sich im Prinzip die Schaltung nach Bild 4 anwenden, doch muß dafür Sorge getragen werden, daß keine Höhenübersteuerungen auftreten. Dazu liegt der Anhebungskondensator in Reihe mit einem Potentiometer, so daß der Grad der Anhebung nach Wunsch eingestellt werden kann.

R. Kubitza

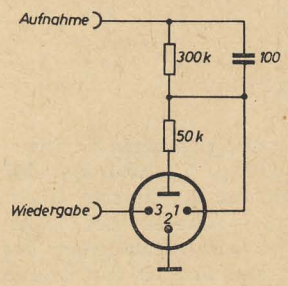


Bild 3: Höhenanhebung am Diodenausgang eines Tonbandgerätes

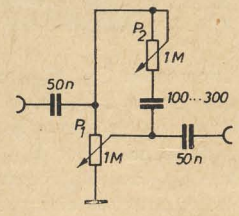


Bild 4: Regelbare Höhenanhebung am Lautstärkeregler eines Tonbandgerätes

Neue sowjetische Halbleiterbauelemente

Si-Mesadioden

Die für Schaltzwecke vorgesehenen Silizium-Mesadioden vom Typ 2 Д 503 A und 2 Д 503 Б sind Halbleiterdioden in Allglastechnik. Die elektrischen Kenn- und Grenzwerte sind aus Tabelle 1 zu entnehmen. Bild 1 b zeigt die Abmessungen dieser Dioden.

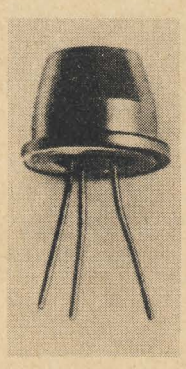
Tabelle 1

Kennwerte	2 Д 503 A	2 Д 503 Б
I_R bei $U_R = 30$ V	$\leqq 4$ µA	$\leqq 4$ µA
U_F bei $I_F = 10$ mA	$\leqq 1$ V	$\leqq 1{,}2$ V
U_{FS} bei $I_{FS} = 50$ mA	$\leqq 2{,}5$ V	$\leqq 3{,}5$ V
t_{rr}[1])	$\leqq 10$ ns	$\leqq 10$ ns
C	$\leqq 5$ pF	$\leqq 2{,}5$ pF
Grenzwerte bei $t_a = -60$ bis $+120$ °C		
$U_{R\,max}$	30 V	30 V
bei $t_a \leqq 25$ °C	20 mA	20 mA
$I_{F\,max}$		
bei $t_a \leqq 120$ °C	10 mA	10 mA
$I_{FS\,max}$[2])		
bei $t_a \leqq 25$ °C	200 mA	200 mA
bei $t_a \leqq 120$ °C	100 mA	100 mA

[1]) Umschalten von $I_F = 10$ mA auf $U_R = 10$ V, $I_R = 2$ mA
[2]) Impulsdauer $\leqq 10$ µs

Si-Leistungszenerdioden

Die Silizium-Zenerdioden vom Typ 2 C 920 A, 2 C 930 A, 2 C 950 A und 2 C 980 A, deren technische Daten in Tabelle 2 angegeben sind, werden in einer Metall-Glas-Ausführung nach Bild 1 c hergestellt. Um die Glasführungen nicht zu beschädigen, ist bei der Montage der Dioden darauf zu achten, daß die auf die Glasdurchführung wirkende Kraft 0,1 kp nicht übersteigt. Die maximale Verlustleistung $P_{v\,max}$ als Funktion der Gehäusetemperatur t_c ist für den Bereich von $+75$ °C bis $+130$ °C aus Bild 2 zu entnehmen. Die Zenerdioden sind auf wärmeableitende Radiatoren bzw. Chassis zu montieren.



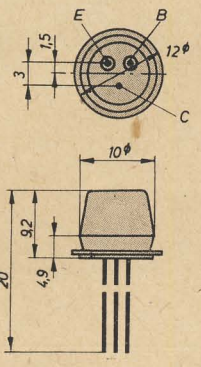
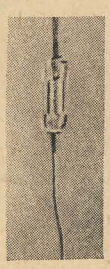
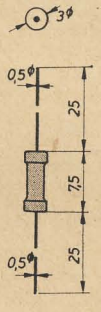


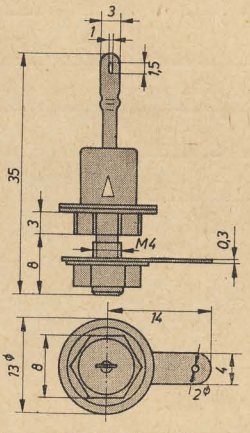
Bild 1a–1e: Abmessungen der Dioden und Transistoren

a) П 42 A, П 42 Б

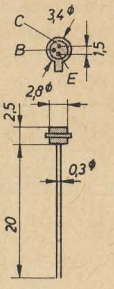




b) 2 Д 503 A, 2 Д 503 Б



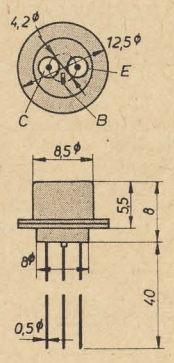
c) 2 C 920 A, 2 C 930 A, 2 C 950 A, 2 C 980 A



d) ГТ 109 A bis E, ГТ 310 A bis E

Miniatur-NF-Transistoren

Die Transistoren der Typenreihe ГТ 109 A bis E sind Germanium-pnp-Transistoren, die für niederfrequente Schalt- und Verstärkerzwecke vorgesehen sind. Diese Miniaturtransistoren in Metallgehäusen eignen sich wegen ihrer kleinen Abmessungen besonders für den Einsatz in miniaturisierten Geräten. Die Abmessungen



e) 1 Т 403 A bis И

Tabelle 2

	2 C 920 A	2 C 930 A	2 C 950 A	2 C 980 A
Zenerwiderstand r_Z	$\leqq 500$ Ω	$\leqq 800$ Ω	$\leqq 1200$ Ω	$\leqq 1500$ Ω
bei $I_z =$	5 mA	5 mA	2,5 mA	2,5 mA
Zenerwiderstand r_Z	$\leqq 100$ Ω	$\leqq 120$ Ω	$\leqq 170$ Ω	$\leqq 220$ Ω
bei $I_z =$	50 mA	50 mA	25 mA	25 mA
Zenerspannung U_Z bei $I_z = 0{,}2$ mA	120 V	130 V	150 V	180 V
Durchlaßspannung U_F bei $I_F = 500$ mA	$\leqq 1{,}5$ V	$\leqq 1{,}5$ V	$\leqq 1{,}5$ V	$\leqq 1{,}5$ V
TK der Zenerspannung K_{UZ}	0,16%/grd	0,16%/grd	0,16%/grd	0,16%/grd
bei $I_Z =$	16 mA	15 mA	13 mA	11 mA
$P_{v\,max}$ bei $t_a = -60$ °C bis $t_c = +75$ °C	5 W	5 W	5 W	5 W
bei $t_c = +130$ °C	2 W	2 W	2 W	2 W
$I_{Z\,max}$ bei $t_a = -60$ °C bis $t_c = +75$ °C	42 mA	38 mA	33 mA	28 mA
bei $t_c = +130$ °C	16 mA	15 mA	13 mA	11 mA
$I_{Z\,min}$ bei $t_a = -60$ °C bis $t_c = +130$ °C	5 mA	5 mA	2,5 mA	2,5 mA
$I_{F\,max}$ bei $t_c = -60$ °C bis $+130$ °C	1 A	1 A	1 A	1 A
max. Gehäusetemperatur $t_{c\,max}$	130 °C	130 °C	130 °C	130 °C

Tabelle 3

		β		$-I_{CBO}$		$-I_{EBO}$		f_{h21b}		h_{22}	$r_{bb'} \cdot C_c$	C_c	
		–		in μA		in μA		in MHz		in μS	in ps	in pF	
bei	$I_E =$	1 mA	0,1 mA					1 mA	1 mA	1 mA	1 mA		
	$-U_{CB} =$	5 V	1,2 V	5 V	1,2 V			5 V	5 V	5 V	5 V	5 V	1,2 V
	$-U_{EB} =$					5 V	1,2 V						
	$f =$	270 Hz	270 Hz							270 Hz	465 kHz	465 kHz	465 kHz
ГТ 109 А		20···50		5		5		1		3,3	3500	30	
ГТ 109 Б		35···80		5		5		1		3,3	3500	30	
ГТ 109 В		60···130		5		5		1		3,3	3500	30	
ГТ 109 Г		110···250		5		5		1		3,3	3500	30	
ГТ 109 Д			20···70		2		3		3	–	3500		40
ГТ 109 Е			50···100		2		3		5	–	3500		40

Tabelle 4

	$\lvert\beta\rvert_f$	β	$-I_{CBO}$	h_{11}	h_{22}	$r_{bb'} \cdot C_c$	C_c	F
	–	–	in μA	in S	in μS	in ps	in pF	in dB
$I_E =$	5 mA	1 mA		1 mA	1 mA	5 mA		5 mA
bei $-U_{CB} =$	5 V	5 V	5 V	5 V	5 V	5 V	5 V	5 V
$f =$	20 MHz	50···1000 Hz			50···1000 Hz	5 MHz	5 MHz	1,6 MHz
ГТ 310 А	8	20···70	5	38	3	300	4	3
ГТ 310 Б	8	60···180	5	38	3	300	4	3
ГТ 310 В	6	20···70	5	38	3	300	5	4
ГТ 310 Г	6	60···180	5	38	3	300	5	4
ГТ 310 Д	4	20···70	5	38	3	500	5	4
ГТ 310 Е	4	60···180	5	38	3	500	5	4

die als HF-Verstärker angewendet werden. Diese Miniaturtransistoren in Metallgehäusen, deren Abmessungen aus Bild 1 d zu entnehmen sind, können vorwiegend in miniaturisierten Geräten eingesetzt werden.

Aus Tabelle 4 sind die elektrischen Parameter zu entnehmen. Als Grenzwerte werden angegeben: $-I_{C\,max} = 10$ mA, $-U_{CB\,max} = 12$ V, $-U_{CER\,max}$ ($R_{BE} = 10$ kΩ) $= 10$ V, $-U_{CER\,max}$ ($R_{BE} = 200$ kΩ) $= 6$ V, $t_{j\,max} = +70$ °C. Die maximale Verlustleistung, die für Umgebungstemperaturen von -20 °C bis $+30$ °C mit 20 mW angegeben wird, verringert sich für Temperaturen größer $+30$ °C nach Bild 3.

sind aus Bild 1 d, die statischen und dynamischen Kennwerte aus Tabelle 3 zu entnehmen. Als Grenzwerte werden angegeben: $-I_{C\,max} = 20$ mA, $-U_{CB\,max} = 15$ V, $-U_{CER\,max}$ ($R_{BE} = 200$ kΩ) $= 6$ V, $t_{j\,max} = +80$ °C. Die maximale Verlustleistung, die für Umgebungstemperaturen von -20 °C bis $+20$ °C mit 30 mW angegeben wird, verringert sich für Temperaturen größer $+20$ °C nach Bild 3.

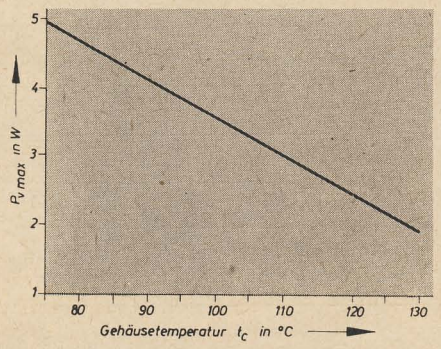


Bild 2: Die maximale Verlustleistung $P_{v\,max}$ als Funktion der Gehäusetemperatur t_c

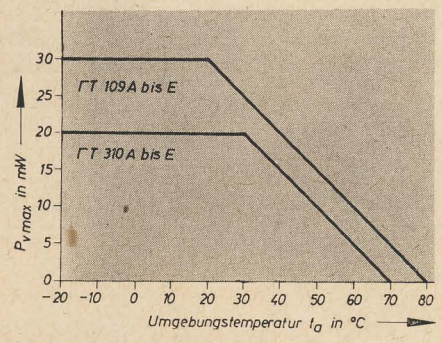


Bild 3: Die maximale Verlustleistung $P_{v\,max}$ als Funktion der Umgebungstemperatur t_a

Miniatur-HF-Transistoren

Die Transistoren der Typenreihe ГТ 310 A bis E sind Germanium-pnp-Transistoren,

Tabelle 5

	β	B	f_β	$-I_{CBO}$			$-I_{CEO}$			$-I_{EBO}$		$-U_{CE\,sat}$	$-U_{CErest}$	Ausgangsleitwert			Ausgangsleitwert		
	–	–	in kHz	in μA			in mA			in μA		in V	in V	in μS			in μS		
	$-I_C = 100$ mA $-U_{CB} = 5$V	$-I_C = 450$ mA	$-I_C = 100$ mA $-U_{CB} = 5$ V	$-U_{CB}$ 45 V	60 V	80 V	$-U_{CE}$ 30 V	45 V	60 V	$-U_{EB}$ 20 V	30 V	$-I_C = 500$ mA $-I_B = 50$ mA	$-I_C = 450$ mA	$-U_{CB}$ 60 V	80 V	100 V	$-U_{CE}$ 30 V	45 V	60 V
1Т403 А	20 ... 60		8	50			5			50		0,5	0,8	50			250		
1Т403 Б	50 ... 150		8	50			5			50		0,5	0,65	50			250		
1Т403 В	20 ... 60		8		50			5		50		0,5	0,8		50			250	
1Т403 Г	50 ... 150		6		50			5		50		0,5	0,8		50			250	
1Т403 Д	50 ... 150		6		50			5			50	0,5	0,8		50			250	
1Т403 Е		≧ 30	8		50			5		50		0,5	0,8		50			250	
1Т403 Ж	20 ... 60		8			70			6	70		0,5	0,8			50			250
1Т403 И	50 ... 150		8			70			6	70		0,5	0,8			50			250

Tabelle 6

	$-U_{CB\,max}$	$-U_{CE\,max}$	$-U_{EB\,max}$	$-I_{C\,max}$	$-I_{B\,max}$	R_{thi}[1])	R_{th}[2])
	in V	in V	in V	in mA	in mA	in $\frac{grd}{W}$	in $\frac{grd}{W}$
1 T 403 A	45	30	20	1250	400	15	100
1 T 403 Б	45	30	20	1250	400	15	100
1 T 403 B	60	45	20	1250	400	12	100
1 T 403 Г	60	45	20	1250	400	15	100
1 T 403 Д	60	45	30	1250	400	15	100
1 T 403 E	60	45	20	1250	400	12	100
1 T 403 Ж	80	60	20	1250	400	15	100
1 T 403 И	80	60	20	1250	400	15	100

[1]) Bei $P_v = 1$ W
[2]) ohne Wärmeableitung

Tabelle 7

	B	$-I_{CES}$	$-I_{CES}$	$-U_{CE\,rest}$	$-U_{BE\,rest}$	f_α	τ
	–	in μA	in μA	in V	in V	in MHz	in μs
bei $-U_{CB}$	1 V	15 V	12 V			5 V	15 V
bei $-I_C$	10 mA		8 mA	10 mA	10 mA	1 mA	10 mA
П 42 A	30···50	25	400	0,15	0,35	1	1,5
П 42 Б	45···100	25	400	0,2	0,4	1	1

Ge-NF-Transistoren mittlerer Leistung

Die pnp-Legierungstransistoren der Typenreihe 1 T 403 A bis И sind besonders für die Anwendung in NF-Endstufen und in Gleichspannungs-Stabilisierungsschaltungen vorgesehen. Sie werden in einem Metallgehäuse nach Bild 1 e hergestellt. Die elektrischen Parameter sind den Tabellen 5 und 6 zu entnehmen. Diese Transistoren dürfen nicht in Schaltungen eingesetzt werden, in denen der Basisstromkreis geöffnet werden kann. Beim Betrieb der Transistoren mit einer Wärmeableitung, aber auch bei der Messung der Parameter, müssen die Transistoren mit ihrem konusförmigen Gehäuseteil fest mit einer Wärmeableitung verbunden sein, die ebenfalls eine konusförmige Vertiefung besitzt, die zur Verbesserung der Wärmeleitfähigkeit mit einem nichttrocknenden Öl benetzt ist.

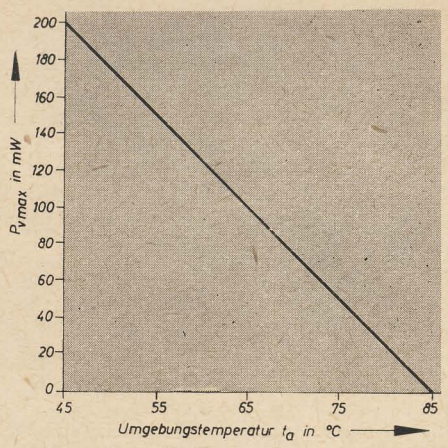


Bild 4: Die maximale Verlustleistung $P_{v\,max}$ als Funktion der Umgebungstemperatur t_a

Ge-Schalttransistoren

Die Transistoren vom Typ П 42 A und П 42 Б sind legierte Schalttransistoren in einem Metallgehäuse nach Bild 1 a. Die elektrischen Kennwerte sind in Tabelle 7 angegeben. Diese Transistoren können anstelle der Typen П 16, П 16 A und П 16 Б verwendet werden. Als Grenzwerte werden angegeben: $P_{v\,max}$ (für $t_a \leqq 45$ °C) = 200 mW. (Für Temperaturen größer + 45 °C ist die maximal zulässige Verlustleistung aus dem Bild 4 zu entnehmen), $-U_{CB\,max} = 15$ V, $-I_{C\,max} = 150$ mA, $-I_{C\,max} = 30$ mA, $t_{j\,max} = +85$ °C. Zur Erreichung einer langen Lebensdauer empfiehlt es sich, die Transistoren mit folgenden Werten zu betreiben: $P_v = 0{,}8\,P_{v\,max}$, $I = 0{,}9\,I_{max}$, $-U_{CB} = -(0{,}3$ bis $0{,}7)\,U_{CB\,max}$.

Loßack

Nach „Radio" 41 (1965), Heft 4

Kühlkörper für Halbleiterbauelemente großer Verlustleistung

W. GLÄSER

Mitteilung aus dem Zentralinstitut für Kernforschung Rossendorf, Bereich Technik

Im Zusammenhang mit der Erhöhung der zulässigen Verlustleistung von Halbleiterbauelementen sind Probleme der Wärmeabfuhr von wesentlicher Bedeutung. Der Entwurf geeigneter Kühlvorrichtungen wird durch die verschiedenen Forderungen an die thermischen und konstruktiven Parameter beeinflußt. Es ist z. B. oft unzweckmäßig, große Wärmemengen mit Kühlblechen abzuführen, da deren geometrische Abmessungen Werte annehmen würden, die den Einsatz in kleineren Geräten und insbesondere im RFT-Baukastensystem unmöglich machen.
Da auf dem Markt keine diesen Forderungen entsprechenden Kühlkörper angeboten werden, ist ein Kühlbaustein entwickelt worden, der gute thermische Eigenschaften bei kleinen geometrischen Abmessungen aufweist (Bilder 1a und 1b).

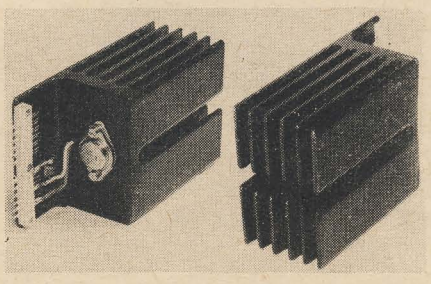


Bild 1: a) Kühlkörper mit Transistor auf die Messerleiste gesehen, b) Ansicht der Rippenseite

Thermische Kenngrößen

Die charakteristische Größe für die Wärmeleitung vom Halbleitergehäuse zur umgebenden Luft ist bekanntlich der äußere Wärmewiderstand R_{tha}. Dieser Wert setzt sich praktisch aus dem Wärmewiderstand des Überganges vom Halbleitergehäuse zum Kühlkörper $R_{thG\text{-}K}$ und dem vom Kühlkörper zur umgebenden Luft $R_{thK\text{-}L}$ zusammen. Der Wärmewiderstand des Metalls ist in diesem Zusammenhang vernachlässigbar.

$$R_{tha} = R_{thG\text{-}K} + R_{thK\text{-}L} \qquad (1)$$

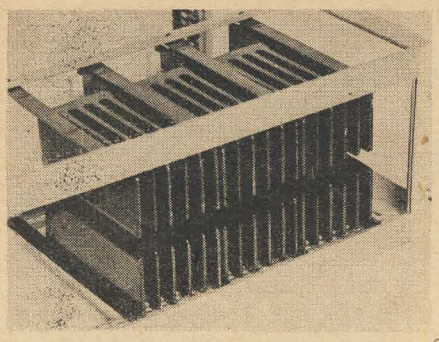


Bild 2: Kühlkörper als Baustein im RFT-Baukastensystem (Einbau: liegend – Rippen senkrecht)

Bei Transistorgehäusen der Größe TO–3 (z. B. Transistoren vom Typ OC 26) ist der mittlere Wert $R_{thG\text{-}K} < 0{,}3$ grd/W, der ausschließlich vom Wärmekontakt zwischen Transistor und Kühlkörper abhängt. Mit dem entwickelten Kühlkörper wurde bei Betrieb in ruhender Luft (freie Konvektion) in jeder der zwei Einbaulagen (stehend – Rippen nach oben, und liegend – Rippen senkrecht) ein Wärmewiderstand $R_{thK\text{-}L} < 1{,}2$ grd/W erzielt. Aus Gleichung 1 erhält man damit für den äußeren Wärmewiderstand $R_{tha} < 1{,}5$ grd/W.

Größere Verlustleistungen sind mit forcierter Kühlung erreichbar. Bei einer Kühlluftgeschwindigkeit $v_L = 2{,}5$ m/s verringert sich der äußere Wärmewiderstand R_{tha} auf $R^*_{tha} < 0{,}6$ grd/W.

Aus Bild 3 sind die mit diesen Wärmewiderständen erreichbaren maximalen Verlustleistungen für verschiedene Transistoren als Funktion der Umgebungstemperatur ϑ_u bei ruhender Luft und einer Luftgeschwindigkeit $v_L = 2{,}5$ m/s zu entnehmen.

Bei Kurzzeitbetrieb der Halbleiter ist es wesentlich, den zeitlichen Verlauf des äußeren Wärmewiderstandes R_{tha} zu kennen, um daraus die mögliche kurzzeitige Überlastung zu ermitteln. Im Bild 4 ist der Anstieg des Wärmewiderstandes R_{tha} bei sprungförmiger Belastung dargestellt, wobei sich als Endwerte für $t \to \infty$ die angegebenen statischen Werte R_{tha} einstellen. Man erkennt, daß das Bauelement z. B. bei ruhender Luft nach fünf Minuten etwa 30% seiner Endtemperatur erreicht hat.

Es besteht also die Möglichkeit, zum Beispiel acht Minuten lang den doppelten Wert der für den stationären Betrieb zulässigen Verlustleistung abzuführen. Wie aus Bild 4 ersichtlich ist, sinkt bei forcierter Kühlung der Wert für R_{tha} erheblich ab. Im Kühlkörper wird dabei nur eine geringe Wärmemenge gespeichert, sodaß die Gehäusetemperatur des Bauelementes sehr rasch ansteigt. Darauf ist bei kurzzeitiger Überlastung zu achten.

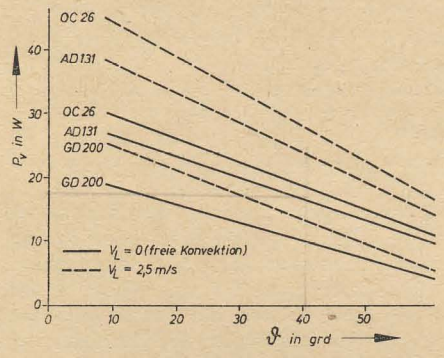


Bild 3: Maximale Verlustleistung P_{max} einiger Transistoren in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur ϑ_U (Parameter: Luftgeschwindigkeit v_L)

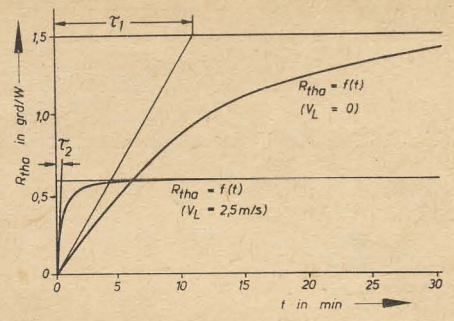


Bild 4: Zeitlicher Verlauf des Wärmewiderstandes (Parameter: Luftgeschwindigkeit v_L)

Konstruktive Ausführung

Der in Alu-Guß ausgeführte Kühlkörper (Bilder 1a und 1b) hat die Abmessungen 150 mm × 90 mm × 58 mm, die so gewählt wurden, daß der Einbau im RFT-Baukastensystem möglich ist. Dabei wird der Kühlkörper mit Halbleiter und Zeibina-Steckverbindung als Baustein in Gleitschienen G 2 geführt, wodurch gleichzeitig Isolation gegen das Gestell und leichte Austauschbarkeit gegeben sind (Bild 2). Die Bauform gestattet aber auch eine Montage in Gestellen oder Schränken für Anlagen der Starkstromtechnik.

Literatur

[1] Bottke, E.: Was können Leistungstransistoren „leisten?". radio und fernsehen 12 (1963), H. 17, S. 533

[2] Rudolph, A.: Diagramm zur Ermittlung der zulässigen Verlustleistung von Germanium- und Siliziumtransistoren. radio und fernsehen 13 (1964), H. 6, S. 190

SERVICE-BAUANLEITUNG

Ein klirrarmer RC-Generator mit Transistoren

Dipl.-Ing. W. SCHÜTZE

Allgemeines

Als Wechselspannungsquelle für Prüfzwecke im NF-Bereich bewährt sich wegen seines geringen Schaltungsaufwandes der RC-Generator mit Wienbrücke. Durch gleichsinniges stetiges Verändern des einen und stufenweises Umschalten des anderen Schaltelementes in zwei Brückenzweigen läßt sich bequem ein großer Frequenzbereich überstreichen.

In der Prinzipschaltung nach Bild 1 sind die Zweige der Wienbrücke besonders hervorgehoben. Der linke Teil ist komplex und damit frequenzbestimmend, der rechte Teil ist frequenzunabhängig. Der erste Transistor liegt mit seinem Eingang in der Brückendiagonale 1/2 und wird von der Spannungsdifferenz $U_{12} = U_{14} - U_{24}$ gesteuert. Nach Verstärkung und Phasenumkehr im zweiten Transistor wird die Wechselspannung der Brückendiagonale 3/4 zugeführt, wodurch der Rückkopplungskreis geschlossen ist. Die Spannung U_{12} ist von der Größe der Brückenverstimmung abhängig. Am Punkt 1 liegt im „Resonanzfall" die Spannung $U_{14} = 0{,}33 \cdot U_{34}$, wobei U_{14} und U_{34} gleiche Phase haben. Ist U_{24} kleiner als dieser Wert, so hat die Differenzspannung U_{12} eine Phasenlage, die Mitkopplung bedeutet. Unter der Bedingung, daß die gesamte Spannungsverstärkung

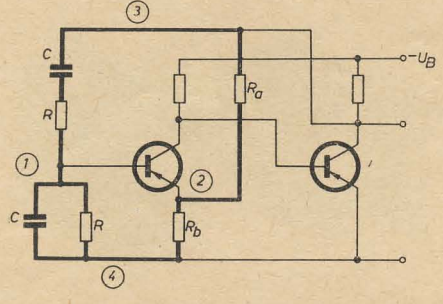


Bild 1: Prinzipschaltung eines Wienbrückengenerators

$$v \geqq \frac{U_{34}}{U_{12}} = \frac{1}{0{,}33 - \frac{R_b}{R_a + R_b}} \qquad (1)$$

ist, schwingt die Schaltung mit einer Frequenz

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \qquad (2)$$

Wenn U_{24} durch Verändern des aus R_a und R_b gebildeten Spannungsteilers vergrößert wird, geht U_{12} gegen Null (Brükkenabgleich), und die Schwingung setzt

aus. Jenseits des Abgleichpunktes würde U_{12} wieder anwachsen. Die Phasenlage hätte sich jedoch umgekehrt, und die vorhandene Mitkopplung wäre zur Gegenkopplung geworden.

Ein besonderes Problem ist die Begrenzung bzw. Stabilisierung der Schwingamplitude. Durch sorgfältige Einstellung der Brücke läßt sich zwar die Wechselspannung in einer bestimmten Größe halten, jedoch ist dieser Zustand äußerst instabil. Die Amplitude wächst an, bis infolge Übersteuerung der Transistoren eine Begrenzung eintritt. Dadurch entsteht aber eine meist untragbar starke Verzerrung der sinusförmigen Kurvenform. Wesentlich günstiger ist es, die Begrenzung einem Schaltelement mit amplitu-

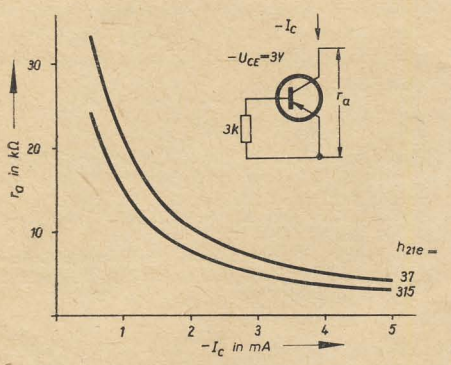


Bild 2: Wechselstromausgangswiderstand des Transistors OC 871 als Funktion des Kollektorstromes

denabhängigem Widerstand zu überlassen und die Aussteuerung der Transistoren auf den linearen Bereich zu beschränken. Die Anordnung des nichtlinearen Elementes ist so zu treffen, daß mit wachsender Spannung die Brücke in ihren Abgleichpunkt hineingezogen wird. Bei Röhrenschaltungen hat sich die Anwendung eines Kaltleiters bewährt. Diesem muß, damit er wirksam wird, eine relativ große elektrische Leistung zugeführt werden, die in Transistorschaltungen oftmals nicht aufgebracht werden kann. Das gleiche gilt für Heißleiter. In [1] wird ein spannungsabhängiger Widerstand mittels Antiparallelschaltung zweier Dioden realisiert. Diese Anordnung hat den prinzipiellen Nachteil, daß sie auf den Momentanwert der Wechselspannung anspricht. Naturgemäß führt das zu einer Verzerrung der Kurvenform. Ein parallelgeschalteter ohmscher Widerstand muß einen Kompromiß zwischen guter Begrenzerwirkung und kleinem Klirrfaktor schaffen. Es ist günstiger, wenn das nichtlineare Element seinen Widerstand nach einem zeitlichen Mittelwert der Wechselspannung (Effektivwert, Spitzenwert) einstellt.

Diese Aufgabe kann ein Transistor erfüllen. Bekanntlich ist der Ausgangswiderstand eines Transistors, der etwa dem Kehrwert des Vierpolparameters h_{22} entspricht, wesentlich vom eingestellten Arbeitspunkt abhängig. Bild 2 zeigt den gemessenen Ausgangswiderstand von zwei Transistoren OC 871 in Emitterschaltung als Funktion des Kollektorstromes. Daneben gibt es eine weniger starke Abhängigkeit von der Kollektorspannung. Mit wachsender Spannung steigt der Ausgangswiderstand an. Soll dieses Verhalten zur Amplitudenstabilisierung im Wienbrückengenerator ausgenutzt werden, so ist dafür zu sorgen, daß durch eine von der Wechselspannungsamplitude abgeleitete Gleichspannung der Arbeitspunkt des Transistors im richtigen Sinne beeinflußt wird.

Schaltungsbeschreibung

Eine praktisch erprobte Generatorschaltung mit Stabilisierungstransistor zeigt Bild 3. Um alle durch eine niedrige Transistorgrenzfrequenz bedingten Effekte auszuschalten, wurde eine Bestückung mit HF-Legierungstransistoren gewählt. Die erste Verstärkerstufe besteht aus der Kombination von T_1 und T_2 in Darlington-Schaltung [2]. Diese Schaltungsart schafft einen sehr hohen Eingangswiderstand bei gleichzeitig sehr guter Linearität der Stromverstärkung. Die zweite Stufe (T_3) ist zur Vermeidung eines Koppelkondensators galvanisch mit der ersten verbunden. Ihr Ausgang führt zur Wienbrücke zurück. Der frequenzbestimmende Brükkenzweig ist in bekannter Weise aus umschaltbaren Kondensatoren (C_1, C_2) und einem Tandempotentiometer (P_1, P_2) aufgebaut, dem zwecks Bereichsabgrenzung Festwiderstände (R_1, R_2) zugeschaltet sind.

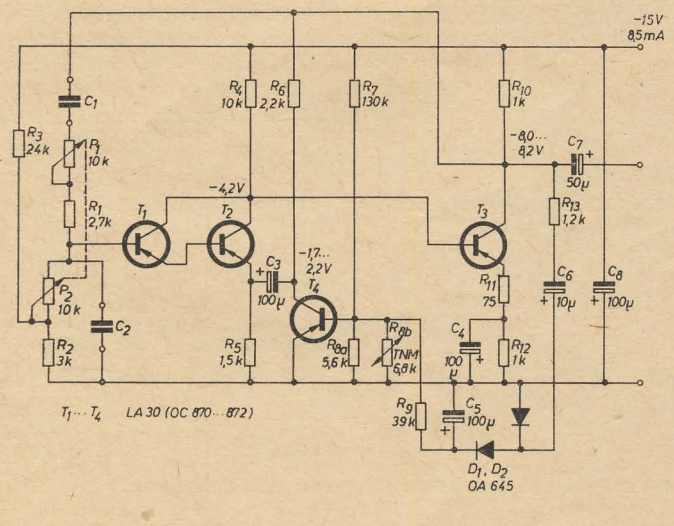


Bild 3: Schaltung eines Wienbrückengenerators mit Stabilisierungstransistor (T_4)

Der andere Brückenzweig besteht aus R_6 und der wechselstrommäßigen Parallelschaltung von R_5 mit dem Ausgangswiderstand von T_4. Über diesen Zweig erhält T_4 auch seinen Kollektorgleichstrom. An den Ausgang von T_3 ist eine Gleichrichterschaltung mit zwei Germaniumspitzendioden (Spannungsverdopplerschaltung) angeschlossen. Die entstehende positive Gleichspannung wird mittels C_5 gesiebt und über R_9 der Basis von T_4 zugeführt. Der Spannungsteiler R_7/R_8 bringt eine negative Vorspannung an diesen Punkt.

Funktion

Nach dem Anlegen der Betriebsspannung ist T_4 weit aufgesteuert, sein Kollektorstrom ist groß und folglich der Ausgangs-

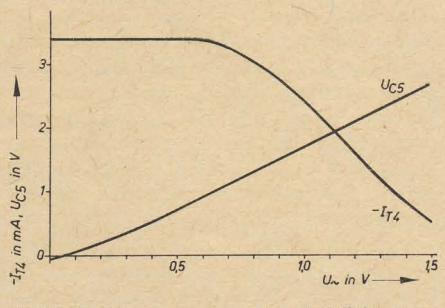


Bild 4: Gleichspannung an C_5 und Kollektorstrom von T_4 als Funktion der Wechselspannung an der Gleichrichterschaltung

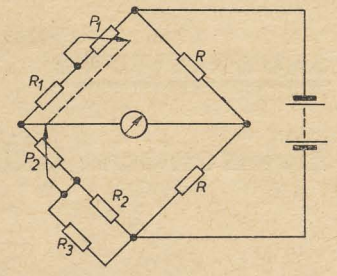


Bild 5: Gleichlaufprüfschaltung für das Tandempotentiometer

widerstand niedrig. Für die gesamte Schaltung bedeutet das einen großen Mitkopplungsfaktor, und das Anschwingen erfolgt sofort. Dadurch entsteht in der Gleichrichterschaltung eine positive Spannung, die der negativen Vorspannung entgegenwirkt. Der Kollektorstrom sinkt, und T_4 wird hochohmiger. Die gleichzeitig wachsende Kollektorspannung wirkt im gleichen Sinne. Die Wienbrücke wird auf Grund dieser Vorgänge ihrem Abgleichpunkt nähergebracht und die Steuerspannung für T_1/T_2 verringert. Es spielt sich ein Gleichgewichtszustand ein, der die Schwingamplitude stabilisiert.

Die Regelwirkung wird dadurch etwas geschwächt, daß parallel zu T_4 der für die Arbeitspunkteinstellung benötigte relativ niederohmige R_5 liegt. Andererseits läßt sich die Regelsteilheit durch einen „verzögerten Einsatz" verbessern. Bild 4 erläutert dieses Verhalten. Wegen der Widerstandsgrößen kann der Kollektorstrom von T_4 nicht größer als 3,4 mA werden. Während die Gleichspannung an C_5 fast linear mit der an der Gleichrichterschaltung liegenden Wechselspannung ansteigt, setzt

die Änderung des Kollektorstromes erst oberhalb 0,6 V ein. Erreicht wird dies durch passende Wahl der negativen Vorspannung. Der günstigste Arbeitspunkt liegt bei 0,9···1,0 V Wechselspannung.

Praktische Ergebnisse und Hinweise

Falls zur kontinuierlichen Frequenzvariation ein Tandempotentiometer eingesetzt wird, ist stets mit Gleichlaufschwankungen zu rechnen. Diese verschieben die Spannungsteilung im linken Zweig der Wienbrücke und verursachen eine Frequenzabhängigkeit der erzeugten Wechselspannung. Die angewendete Regelschaltung wirkt darauf ebenfalls ausgleichend. Trotzdem sollte das vorgesehene Tandempotentiometer zusammen mit den anderen Widerständen des Brückenzweiges auf Gleichlauf geprüft werden. Geeignet ist eine Schaltung nach Bild 5. R sind zwei untereinander gleiche Widerstände von einigen hundert Ohm. Durch Korrektur der Festwiderstände und evtl. Parallelschalten eines Widerstandes zu einem Potentiometer wird der Ausschlag des Instrumentes für den ganzen Drehbereich auf ein Minimum gebracht.

Der Regeltransistor T_4 muß eine möglichst hohe Stromverstärkung haben. Die große Gleichstromverstärkung und der im Arbeitspunkt niedrige Ausgangswiderstand dieser Exemplare (Bild 2) gewährleisten eine gute Regelsteilheit. Um den geschilderten verzögerten Regeleinsatz und die richtige Größe der Wechselspannung zu erhalten, sind die Widerstände R_6, R_7 und R_9 zum Abgleich heranzuziehen.

Die Kondensatoren ($C_1 = C_2$) für die gewünschten Frequenzbereiche können über Gl. (2) leicht berechnet werden. Die Widerstände R_1 und R_2/R_3 bestimmen den Umfang des Einstellbereiches. Die Schaltung ist mit der angegebenen Dimensionierung im Frequenzgebiet von etwa 25 Hz bis 100 kHz funktionsfähig. Der Klirrfaktor wurde zwischen 160 Hz und 16 kHz gemessen (Ausgangsspannung 1 V). Die Werte liegen für niedrige Frequenzen bei $k_2 = 0{,}2\%$, $k_3 = 0{,}35\%$ und steigen bis zur höchsten Meßfrequenz auf $k_2 = 0{,}5\%$, $k_3 = 0{,}65\%$ an.

Der Ausgang ist mit $R_L \geq 1{,}5\ k\Omega$ belastbar, wobei die Spannung durch die Regelschaltung gegenüber dem Leerlauf nur um 3% absinkt.

Ein Nachteil der Schaltung besteht in der starken Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Betriebsspannung U_B. Sie wurde mit 14%/V ermittelt. Die Ursache ist das Mitgehen der Vorspannung des T_4 mit U_B. Steht keine konstante Spannungsquelle zur Verfügung, müßte diese Spannung mit einer Zenerdiode stabilisiert werden.

Zur Verminderung der Temperaturabhängigkeit ist der Heißleiter R_{8b} eingesetzt. Dadurch wurde ein Temperaturgang der Ausgangsspannung von $< 0{,}2\%$/grad erreicht, gemessen zwischen $+10$ und $+40$ °C.

Zusammenfassung

Es wurde ein RC-Generator mit Wienbrücke beschrieben, der sich trotz seines geringen Schaltungsaufwandes durch kleinen Klirrfaktor und großen Frequenzbereich auszeichnet. Neuartig ist der Einsatz eines Transistors als steuerbarer Wechselstromwiderstand zur Stabilisierung der Schwingamplitude. Besteht Bedarf an höherer Ausgangsspannung bzw. -leistung oder soll die Spannung stetig einstellbar gemacht werden, ist noch eine Verstärkerstufe anzufügen.

Literatur

[1] Höringer, C.: Transistor-RC-Generator mit Wienbrücke. radio und fernsehen 11 (1962), H. 21, S. 679
[2] Shea, R. F.: Transistortechnik. VEB Verlag Technik, Berlin
[3] Lennartz, H. und Taeger, W.: Transistor-Schaltungstechnik. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin

BAUANLEITUNG

Elektronische Belichtungsuhr

Für fotografische Vergrößerungs- oder Kopierarbeiten ist die Verwendung eines selbsttätig arbeitenden Zeitschalters von großem Vorteil. Er schaltet subjektive Fehler aus, wie sie beim Arbeiten mit der Stoppuhr oder gar beim Auszählen entstehen können.

Der Nachbau der nachfolgend beschriebenen Belichtungsuhr, deren vollständige Schaltung Bild 1 zeigt, ist ohne große Schwierigkeiten möglich. Die erforderlichen Bauelemente sind bestimmt bei fast jedem Bastler bereits vorhanden, so daß der Bau meist ohne große finanzielle Belastung erfolgen kann.

Wirkungsweise

Zur Erklärung der Wirkungsweise dient das vereinfachte Schaltbild Bild 2. $Rö_1$ wirkt als Einweggleichrichter und lädt den Kondensator C_5 auf. Der Ladevorgang wird jedoch verzögert, da mit der Spannung, die an C_5 liegt, über R_3 auch der Kondensator C_1 aufgeladen wird. Die an C_1 liegende Spannung wird über R_2 dem Steuergitter der Röhre zugeführt, das somit immer negativer vorgespannt wird. Hierdurch nimmt wiederum der Ladestrom für C_5 ab. Parallel zu C_5 liegt das Relais Rel_1, das beim Erreichen der Anzugsspannung anspricht. Die Dauer der Verzögerung bestimmen C_1 und R_3. Bei sehr großer Kapazität ist die Größe von C_5 ohne Einfluß auf die Zeit [1]. Die Wirkungsweise der Steuerschaltung zeigt Bild 1. Durch Drücken von Ta_1 zieht Rel_2 an. Damit wird Rel_3 erregt und schließt den Lampenkreis. Gleichzeitig wird der Stromkreis durch die Röhre geschlossen und der Kurzschluß über C_1 aufgehoben. Jetzt beginnt die Aufladung von C_5. Ist diese nach einer einstellbaren Zeit beendet, zieht Rel_1 an und unterbricht den Stromkreis für Rel_2. Damit fällt auch Rel_3 ab, und die Lampe des Vergrößerungsgerätes verlöscht. Jetzt kann durch erneutes Drücken von Ta_1 der Schaltvorgang wieder eingeleitet werden. Soll dieser vorzeitig abgebrochen werden, so wird die Ta_2 betätigt. Dabei wird Rel_2 kurzgeschlossen. Hierdurch wird ebenfalls der Lampenstrom (über Rel_3) unterbrochen.

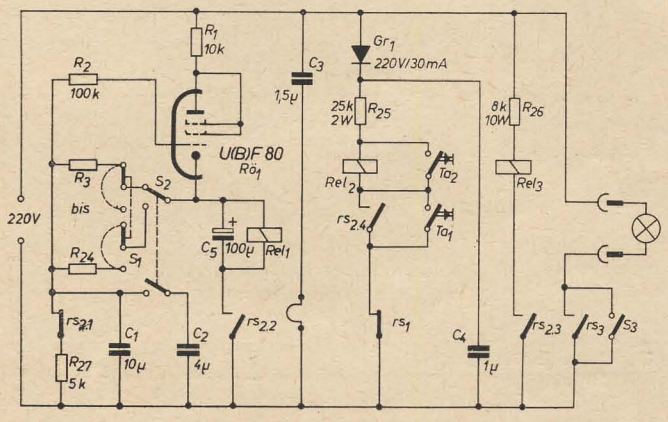


Bild 1: Schaltbild der elektronischen Belichtungsuhr

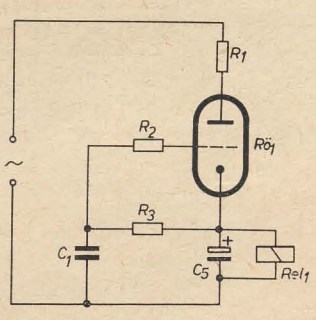


Bild 2: Vereinfachtes Schaltbild

Schaltung

Als Elektronenröhre wurde eine zufällig vorhandene UBF 80 eingesetzt, deren Schirm- und Bremsgitter mit der Anode verbunden wurden (Triodenschaltung). Selbstverständlich läßt sich jede andere Triode oder Pentode verwenden, wenn der Heizkreis entsprechend dimensioniert wird. Die Einstellung der gewünschten Verzögerungszeit erfolgt mit dem Schalter S_1. Mit einem Mehrebenenschalter lassen sich auf einfache Weise eine größere Anzahl von Zeitwerten einstellen. Bei dem beschriebenen Gerät konnte durch Verwendung eines Zwei-Ebenen-Schalters eine Aufteilung in zwei Gruppen (0,5···12 und 14···60 s) erfolgen. Mit S_2 wird auf die jeweilige Gruppe umgeschaltet. Gleichzeitig wird bei den längeren Zeiten parallel zu C_1 ein weiterer Kondensator von 4 μF geschaltet. Die Größe der Widerstände R_3 bis R_{24} wurde durch praktische Versuche ermittelt. Für die Relais Rel_1 und Rel_2 standen Mittlere Rundrelais zur Verfügung. Der Schaltkontakt des Relais Rel_3 muß für den hohen Strom der Lampe im Vergrößerungsgerät bemessen sein. Zweckmäßig ist hier ein Wechselstromrelais mit Quecksilberkontakt. C_4 dient zur Siebung der gleichgerichteten Spannung für Rel_2. R_{25} bestimmt den Strom für dieses Relais. Mit S_3 kann die Lampe im Vergrößerungsapparat ohne Zeitbegrenzung eingeschaltet werden, was z. B. beim Einrichten erforderlich wird.

Der mechanische Aufbau des Gerätes ist völlig unkritisch. Für die Verwendung der Belichtungsuhr in der Dunkelkammer muß das Gerät über Schukostecker geerdet sein.

ebes

Verwendete Einzelteile

Rel_1 Mittleres Rundrelais 7,5 kΩ
33000 Wdg. 0,06 CuL

Rel_2 Mittleres Rundrelais 2,4 kΩ
19000 Wdg. 0,08 CuL

Rel_3 Wechselstromrelais T 1 (VEB Statex Ilmenau)

	Widerstand in kΩ	Zeit in s	C_1 (+ C_2)
R_3	15	0,5	10 μF
R_4	30	1	
R_5	61	2	
R_6	114	3	
R_7	164	4	
R_8	218	5	
R_9	252	6	
R_{10}	313	7	
R_{11}	363	8	
R_{12}	461	10	
R_{13}	610	12	
R_{14}	530	14	14 μF
R_{15}	610	16	
R_{16}	680	18	
R_{17}	750	20	
R_{18}	840	22,5	
R_{19}	930	25	
R_{20}	1000	27,5	
R_{21}	1100	30	
R_{22}	1500	40	
R_{23}	1900	50	
R_{24}	2400	60	

Literatur

[1] Verzögerungsschalter für große Schaltzeichen. radio und fernsehen 3 (1954), H. 5, S. 145

Fachbücher

K. A. Mittelstraß

Magnetbänder und Magnetfilme

VEB Verlag Technik, Berlin

88 Seiten, 63 Bilder, 6 Tafeln, broschiert 5,– MDN

Obwohl sich die Magnetspeichertechnik ständig weitere Anwendungsgebiete erobert, ist die Anzahl der diesbezüglichen Veröffentlichungen bisher relativ gering geblieben. Es ist daher zu begrüßen, daß mit dieser Broschüre ein breiter Leserkreis näher mit der Herstellung und Anwendung von Magnetbändern und Magnetfilmen vertraut gemacht wird. Einige grundlegende Kapitel befassen sich mit der historischen Entwicklung des Magnettonverfahrens, den Fachbegriffen und den Vorgängen bei Aufzeichnung und Wiedergabe. Hier greift der Autor teilweise auf seine 1958 erschienene Broschüre „Das AGFA-Magnettonband, seine Anwendung und Prüfung" (VEB fotokinoverlag, Halle) zurück. Ausführlich wird dann die Herstellung moderner Magnetbänder und Magnetfilme behandelt und anhand leichtverständlicher Beispiele erläutert, welche mechanischen und elektroakustischen Anforderungen erfüllt werden müssen. Hierbei ist besonders erfreulich, daß die neuesten Standards über Magnetbänder und -filme berücksichtigt wurden und Meßkurven die technischen Parameter der neuen ORWO - Magnettonbänder veranschaulichen.

Leider sind einige Dinge geeignet, beim weniger mit der Materie vertrauten Leser Verwirrung zu stiften. Hierzu gehört beispielsweise der Zuschnitt aller verwendeten Formeln auf die alte Flußeinheit Maxwell, obwohl eingangs nur die gesetzliche Einheit Voltsekunde = Weber angegeben wird.

Die Rutschkupplung sowie der Antriebsmotor in Asynchronausführung sind bei Studiogeräten ungebräuchlich, und nicht alle Diktiergeräte verwenden die Bandgeschwindigkeit 6,35 cm/s. Das umfangreiche Literaturverzeichnis gibt dem interessierten Leser jedoch Gelegenheit, sich über spezielle Probleme genauer zu unterrichten.

Czirr

HANDBÜCHEREI ELEKTRONIK

Im IV. Quartal wird ein Buch erscheinen, das besonders für Ingenieure, Programmierer und Lehrer an Polytechnischen Oberschulen geeignet, aber auch für alle, die sich einen Einblick in elektronische Ziffernrechner verschaffen wollen, interessant ist:

John S. Murphy

Elektronische Ziffernrechner

Einführung in Aufbau, Arbeitsweise und Verwendung
Übersetzung aus dem Amerikanischen
etwa 364 Seiten, 364 Bilder, Halbleinen etwa 9,80 MDN

Das Buch bringt das, was der Programmierer von dem Aufbau und der Funktion einer Rechenmaschine wissen muß und was allgemein zum Verständnis eines elektronischen Ziffernrechners, gleich welchen Typs, notwendig ist.

Nach der Unterteilung des Rechners in Steuereinheit, Recheneinheit und Speicher werden die einzelnen Funktionen und ihr Zusammenwirken im Rechner besprochen. Die gebräuchlichsten Schaltelemente und Schaltungen zur Realisierung dieser Funktionen werden anschaulich durch Illustrationen und bildhafte Vergleiche erklärt. Die leichtverständliche und didaktisch gut durchdachte Darstellung auch der schwierigeren Prozesse ist neben der geschickten Stoffauswahl das hervorstechendste Merkmal dieser Abhandlung.

Wie versprochen, machen wir Sie auch auf die im Oktober erscheinenden Nachauflagen aufmerksam:

G. Böttger, H. Kadow und I. Kerner

Programmieranweisung für den ZRA 1

3. Auflage

160 Seiten, 52 Bilder, broschiert 5,– MDN

K. Lunze

Berechnung elektrischer Stromkreise

Leitfaden und Aufgaben
anerkanntes Hochschullehrbuch
4. Auflage
380 Seiten, 328 Bilder, 2 Tafeln, Kunstleder 29,80 MDN

K. Lunze und E. Wagner

Einführung in die Elektrotechnik

Leitfaden und Aufgaben
Teil I: Das elektrische Feld
anerkanntes Hochschullehrbuch
4. Auflage
220 Seiten, 218 Bilder, Kunstleder 16,– MDN

(Der Teil II dieses Werkes, „Das magnetische Feld", ist inzwischen als 2. Auflage wieder greifbar.)

Berufsschulliteratur

Autorenkollektiv

Fachkunde für Funkmechaniker Teil II

8. Auflage
236 Seiten, 264 Bilder, Halbleinen 7,50 MDN

Aus einer Leserzuschrift entnahmen wir folgenden Hinweis: „. . . Auch mir ist es schon passiert, daß ich Bücher, die Sie als bereits erschienen meldeten, nicht mehr bekommen konnte, weil sie sehr schnell vergriffen waren. Ich begrüße es deshalb sehr, daß Sie in Ihrer ständigen Rubrik „Handbücherei Elektronik" neue Bücher Ihres Verlages so zeitig ankündigen, daß man sie rechtzeitig bestellen kann. Ich schlage vor, daß Sie im Oktoberheft außerdem noch eine Vorausschau auf diejenigen Bücher geben, die Sie im Jahr 1966 herauszugeben gedenken, so daß ich schon jetzt rechtzeitig vorausplanen kann . . ."

Wir greifen diese Anregung gern auf und hoffen, daß es uns möglich sein wird, eine solche Vorausschau im Novemberheft bringen zu können.

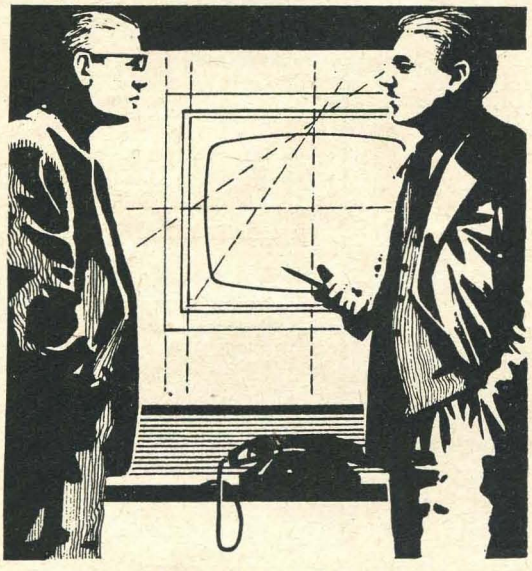
Ihre Redaktion

Ein wichtiger Faktor:

Zeitgewinn

Mehr Export mit höherem Nutzeffekt! Das ist eine entscheidende Forderung. Nur mit Erzeugnissen, die den Marktbedürfnissen weitgehend entsprechen, kann sie erfüllt werden. Bereits bei der Entwicklung neuer vorteilhafter Geräte spielen Zeit- und Kostenersparnis eine wichtige Rolle...
Und groß ist die Zahl der Fragen, die sich dabei ergeben, zum Beispiel auch im Hinblick auf eine optimale Anwendung der Halbleitertechnik.
Bei der Lösung ihrer Probleme wollen wir Sie gern unterstützen. Fordern Sie bitte Informationsmaterial und, wenn erforderlich, Beratung durch unsere Applikationsingenieure.

RFT electronic



KUPON

An den **VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)**
Abt. Werbung und Messen IV/3

Bitte übersenden Sie uns/mir Informationsmaterial über Halbleiter*
Wir wünschen technische Beratung für die Applikation*

* Gewünschtes bitte ankreuzen!

Wir haben spezielles Interesse an _____

_____

Name _____ Abteilung _____

Betrieb _____

Adresse _____

Anzeigenaufträge

richten Sie bitte nur an die
DEWAG-WERBUNG BERLIN
102 Berlin, Rosenthaler Straße 29–31
oder
an die DEWAG-Betriebe
in den Bezirksstädten der DDR.

Der Anzeigenschluß für diese Zeitschrift ist der 21. eines jeden Monats für das übernächste Heft

Verkaufe **„radio und fernsehen"** Jahrg. 1953-1964 für 200,– MDN
Stroppel, 33 Schönebeck, Rosa-Luxemburg-Straße 3

Auch Kleinanzeigen finden in der technischen Fachpresse **stärkste Beachtung!**

Elektromeister
im Besitz der Fernseh- und Transistorenprüfung, sucht neuen Wirkungskreis. Wohnung erwünscht.
Eberhard Scholz,
328 Genthin, Feldstraße 17

Betriebselektriker
27 Jahre, verheiratet, gute Kenntnisse in der Rundfunk- und Fernsehtechnik, sucht aus gesundheitlichen Gründen Beschäftigung in Reparaturwerkstatt.
Zuschriften unter Nr. 20822 DEWAG, 12 Frankfurt (Oder), Paul-Feldner-Straße 11/12

Suche
Röhrenvoltmeter MV 1
und
Tongenerator GF 2
G. Dilbat, Rundfunkmechaniker,
36 Halberstadt, O. d. F.-Str. 35

RADIO-QUELLE **PGH Elektronik 501 Erfurt**
Trommsdorffstraße 8, Fernruf 27091, Schließfach 518
Fachgeschäft für Fernseh- und Rundfunk-Ersatzteile
Das leistungsfähige Versandhaus für Bastler und Bastlerzirkel
Fordern Sie unverbindlich Angebotsliste

Auf den Schienen Ihrer Modell-Eisenbahn beste Kontaktgabe mit
Spezial-Wellenschalteröl »d«
Rundfunk-Spezialist Fr. Granowski, 6822 Rudolstadt 2/Thür.

Kondensator-Mikrofone
in Studioqualität für alle Verwendungszwecke
Mikrofon-Zubehör und Steckverbindungen
Bitte fordern Sie unsere Prospekte an.
NEU im Vertriebsprogramm:
Netzanschlußgeräte N 61 V und UN 61 V
mit eingebautem Transistor-Verstärker zum direkten Anschluß unserer Mikrofone an einen Kraftverstärker. In die Netzgeräte N 57, UN 57, N 61 und UN 61 kann der Verstärker kurzfristig eingebaut werden.
NEUMANN
GEORG NEUMANN & CO.
Elektrotechnisches Laboratorium
6552 GEFELL/VOGTLAND – RUF: 185

Das Buch gibt Auszüge aus den Referaten der Kiewer Tagung, die auch über die sozialistischen Länder hinaus großes Interesse gefunden hat, wieder.

Programmiertes Lernen und Lehrmaschinen

Von einem Autorenkollektiv
Übersetzung aus dem Russischen
200 Seiten
mit 68 Abbildungen und 19 Tafeln
Broschur
10,— MDN

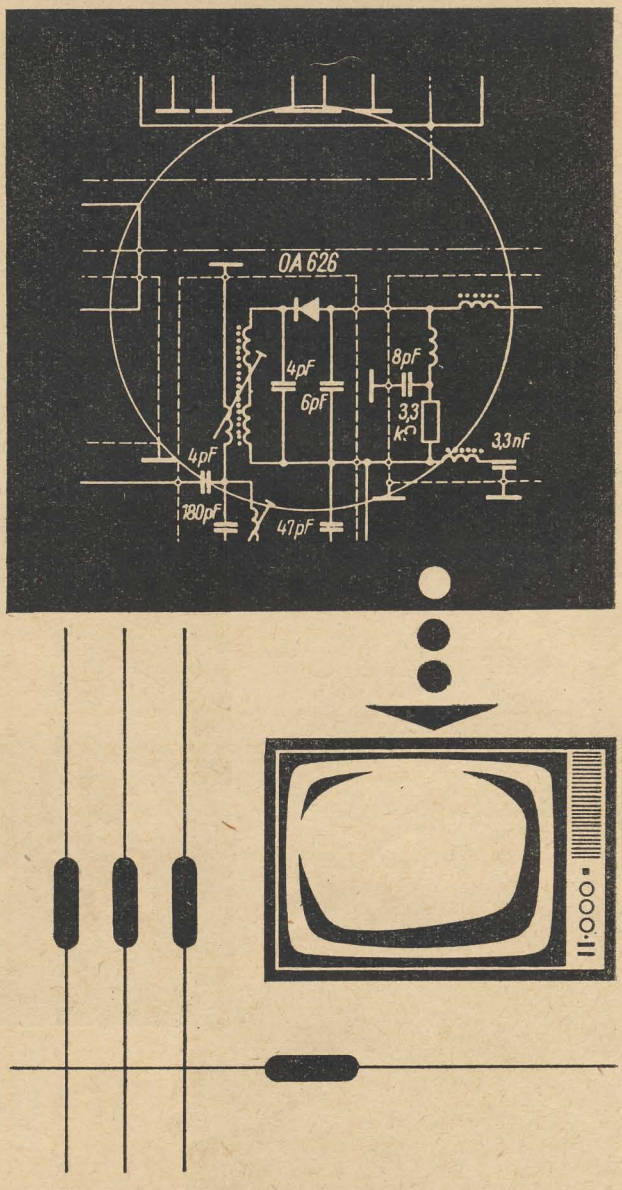
Nach den allgemeinen Betrachtungen über die Möglichkeiten und Ziele des programmierten Unterrichts wird an Beispielen erläutert, wie Unterrichtsprogramme für die verschiedensten Wissenszweige auszuarbeiten sind.

Der Aufbau einiger in der Sowjetunion entwickelten Lehrmaschinen wird erläutert und die Schaltpläne im Prinzip angegeben. Dadurch kann das Buch als Anleitung für Klubs Junger Techniker, Berufs- und Fachschulen und anderer Lehrinstitutionen zum Selbstbau und zur Erprobung dieser neuen Lehrmittel dienen.

Mit dem vorliegenden Sammelband soll erreicht werden, daß sich breite Kreise von Pädagogen und Ingenieuren, die sich gegenwärtig mit diesen Problemen beschäftigen, einen Gesamtüberblick verschaffen können, der es ihnen ermöglicht, ihre Anstrengungen zielstrebiger auf weitere Untersuchungen und auf die Durchführung von Versuchen zu richten.

VT

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN



ELEKTRONIK – WEGBEREITER DES TECHNISCHEN FORTSCHRITTS

Eine der gebräuchlichsten Halbleiter-Bauelemente-Gruppen ist die Gruppe der Universaldioden für Frequenzen unter 300 MHz. Zu dieser Diodengruppe liefern wir folgende Typen:
OA 625, OA 626, OA 645, OA 665, OA 685.
Bei Anfragen vermerken Sie bitte die Nummer 10–65

RFT electronic

VEB WERK FÜR FERNSEHELEKTRONIK
116 BERLIN-OBERSCHÖNEWEIDE
OSTENDSTRASSE 1-5 · FERNRUF: 632841

WF

Weckeruhren

Radio-Bestandteile

Kurzwellen-Kommunikations-Einrichtungen

Telinform-Personenrufanlage

Facsimile

Dispatcher-Einrichtung

Studio-Einrichtungen

Isolierflaschen

Optische Artikel

Rundfunk-, FS- und Tonbandgeräte

Tonsäulen

Stereo-Tonverstärker

Lichtinformations-Einrichtungen

Ungarische Ausstellung in Berlin

16.—25. Oktober

im Zentralen Klub der Jugend und Sportler

DEUTSCHE SPORTHALLE

1018 Berlin

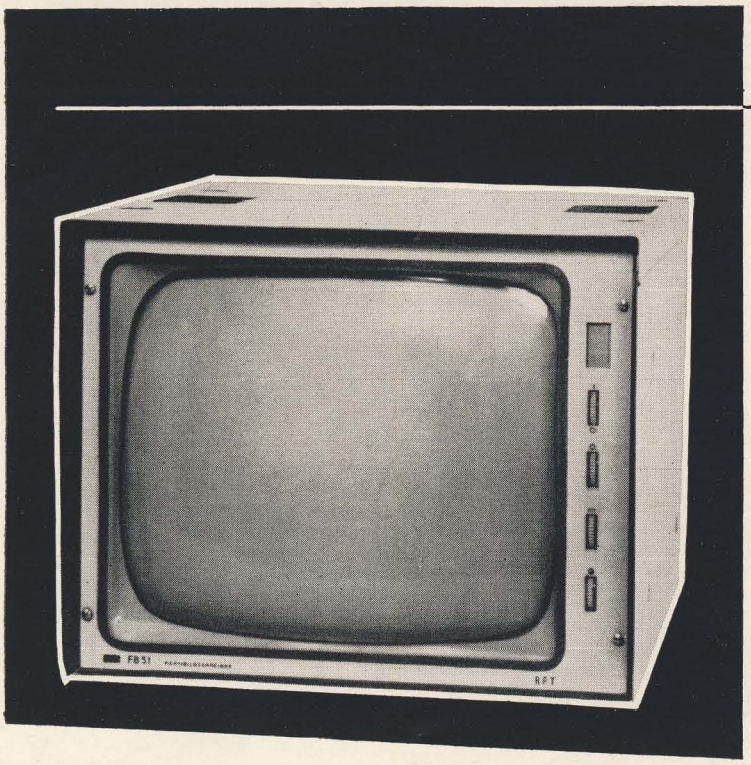
Karl-Marx-Allee 69

Geöffnet von 10—18 Uhr

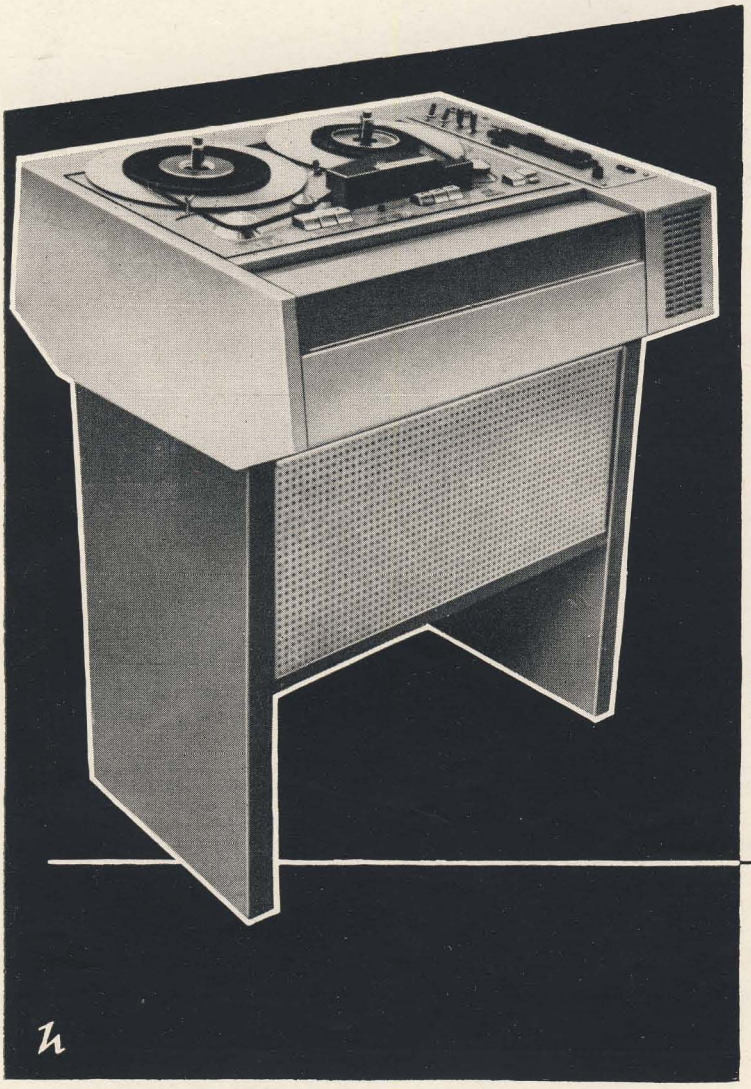
Elektroimpex

Ungarisches Außenhandelsunternehmen für fernmeldetechnische und feinmechanische Erzeugnisse

Budapest 62, Postfach 296, Ungarn / Telegr.: **elektro Budapest**



Das Weltall ist kleiner geworden,
seitdem die Kosmonauten den Erdball verlassen haben. Technische Augen begleiteten ihren Flug und beobachteten ihre Tätigkeit.
Was das menschliche Auge nicht mehr wahrnehmen oder übersehen kann, erfaßt die Fernsehkamera mit hoher Präzision und überträgt es auf den Bildschirm.
Gefährliche Experimente, weiträumige Produktionsabläufe, komplizierte Operationen, unübersichtliche Verkehrsanlagen und vieles andere mehr können aus direkter Nähe von der Fernsehkamera erfaßt und einer Beobachterstelle übermittelt werden:



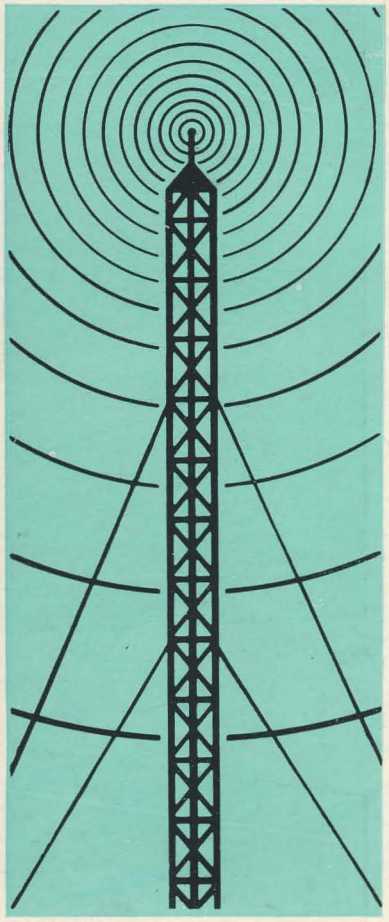
TECHNISCHE AUGEN ÜBERALL

Aber auch Geräusche, Sprache und Musik werden mit Geräten der modernen Tontechnik eingefangen und originalgetreu wiedergegeben. So können persönliche und gesellschaftliche Ereignisse und Erlebnisse festgehalten und beliebig oft dargeboten werden.
Über Anwendungs- und Einsatzmöglichkeiten des industriellen Fernsehens, der Bild- und Tonstudiotechnik beraten Sie gern unsere Fachingenieure. Machen Sie unsere Erfahrungen zu Ihrem Vorteil.

VEB STUDIOTECHNIK BERLIN
102 Berlin · Rungestraße 25/27
Telefon 27 60 91

RFT

RFT industrie-electronic



Frequenz- und Zeitabweichungen automatisch messen und registrieren ...

Die Kleinquarzuhrenanlage gestattet die automatische Erfassung der Frequenzabweichung der Kleinquarzuhr sowie anderer Normalfrequenzanlagen.
Die Abweichung ist digital sofort ablesbar und kann mit einem Zählbetragdrucker registriert werden. Als Zeitbasis der Anlage dienen die Normalfrequenzsender Droitwich oder DCF 77 Mainflingen.
Der Aufbau im Baukastensystem gestattet eine variable Bestückung mit weitgehendster Anpassung an Kundenwünsche und zweckentsprechende Ergänzungen.

Technische Informationen sowie Prospekte über Meßgeräte, Empfänger-Oszillografenröhren und Musikboxen durch unsere Verkaufsabteilung.

VEB FUNKWERK ERFURT

Erfurt, Rudolfstraße 47/22

Telefon 58280, Telegramm: Funkwerk Erfurt, Telex 055306